

К.Б. КЛААССЕН

ОСНОВЫ ИЗМЕРЕНИЙ.

Электронные методы и приборы

в измерительной технике

 **ПОСТМАРКЕТ**

БИБЛИОТЕКА СОВРЕМЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

К. Б. Клаассен

**ОСНОВЫ ИЗМЕРЕНИЙ.
ЭЛЕКТРОННЫЕ МЕТОДЫ
И ПРИБОРЫ
В ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ
ТЕХНИКЕ**

Перевод с английского Е.В.Воронова и А.Л.Ларина

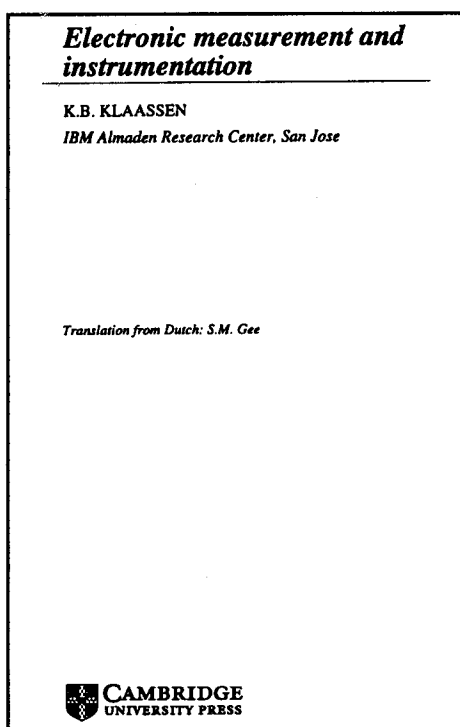
ПОСТМАРКЕТ
МОСКВА
2000

К. Б. Клаассен

Основы измерений. Электронные методы и приборы в измерительной технике. Москва: Постмаркет, 2000. — 352 с.

Перевод английского издания известного вводного курса основ теории и техники измерений, основанного на едином системном подходе к электрическим, тепловым, механическим измерениям. Учебное пособие для студентов и преподавателей естественно-научных и технических университетов, специалистов по метрологии, приборостроению и системам управления.

Переводчики книги — доценты кафедры радиотехники МФТИ.



© 1983 VSSD
© 1996 Cambridge University Press
© 1999 Перевод на русский язык,
ЗАО «Предприятие Постмаркет»

ISBN 5-901095-02-2

ПРЕДИСЛОВИЕ К ИЗДАНИЮ НА РУССКОМ ЯЗЫКЕ

Книга Клааса Б. Клаассена закрывает существенный пробел в отечественной учебной литературе, являясь введением в технику электронных измерений. Соответствующая информация в нашей литературе традиционно разбросана по различным курсам: частично она излагается в учебниках физики, частично в специальных курсах. Написанная на основе лекций, прочитанных автором в Дельфтском университете, книга сохраняет живость изложения; автор непринужденно переходит от фундаментальных аспектов к практическим и даже бытовым примерам. В отличие от стилистики отечественной учебной литературы, где основное внимание уделяется *изложению* предмета, акцент сделан на *объяснение*. Не все фигурирующие в тексте формулы строго выводятся, зато они сопровождаются комментариями относительно способа и области применения.

Условно книги К. Б. Клаассена может быть разбита на две части. В первой из них, имеющей более абстрактный характер, обсуждаются основы теории измерений, погрешности, системы единиц, физические эталоны и принципы измерений. Вторая часть книги имеет практическую направленность, включая в себя описание различных преобразователей и конкретных измерительных систем, вопросы оцифровки, борьбы с паразитными сигналами и шумами.

Книга адресована студентам-физикам и химикам младших курсов университетов, студентам технических университетов, а также инженерам и научным сотрудникам, желающим пополнить или освежить свои знания в области теории, методологии и техники измерений.

Читатель должен ясно понимать, что, будучи вводным курсом, книга К. Б. Клаассена опускает без упоминания ряд принципиальных вопросов. Так, например, в книге вообще не упоминается о проблеме измерения характеристик квантомеханических объектов и тесно связанных с ней и широко обсуждаемых в научной литературе последних лет вопросах квантовой криптографии и телепортации. Однако эта книга является идеальной для первого знакомства с предметом или в качестве справочника для широкого круга читателей.

В. Т. Долгополов
Профессор, д.ф.-м.н.
зав. лабораторией ИФТТ РАН

ПРЕДИСЛОВИЕ К АНГЛИЙСКОМУ ИЗДАНИЮ

Наша способность выполнять точные измерения является одним из фундаментальных факторов, позволяющих заниматься наукой и техникой. Другими словами: «В физике существует только то, что можно измерить» (Макс Планк). Даже в нашей повседневной жизни постоянно происходит количественная оценка того, что доставлено или израсходовано (электрическая энергия), проверяется, имеет ли та или иная величина желаемое значение и не превосходит ли она допустимых пределов (кровяное давление), а также регистрация и контроль определенных количеств (в транспорте или в торговле).

У измерений давняя история. За четыре тысячелетия до Рождества Христова вавилоняне и египтяне уже проводили астрономические измерения. Несмотря на то, что сегодня это может выглядеть тривиальным, принятие повсюду в мире одной системы мер и весов (системы СИ) стало заметной вехой в области измерений.

Прогресс в электротехнике и грандиозные успехи электроники, в частности, привели к тому, что в настоящее время фактически все измерения производятся «в электрической области». Чтобы измерить неэлектрическую величину, применяют датчик для преобразования того, что должно быть измерено, из соответствующей неэлектрической области в электрический сигнал.

Цель этой книги состоит в том, чтобы рассмотреть основы теории и практики измерений и не только сообщить необходимые элементарные сведения, но и пробудить интуицию в отношении измерений. Таким образом, имеется в виду дать возможность студенту или инженеру, пользуясь этим учебником, самостоятельно решать его собственные задачи измерений. Выбран такой уровень подачи материала, при котором необходимо владение только самыми основными понятиями электротехники и знакомство с довольно элементарной математикой.

В этой книге в противоположность общепринятому принципу описания измерительных приборов и инструментов отдано предпочтение подходу, который можно назвать системно-ориентированным. В главе 1 вслед за обсуждением таких вопросов, как «Что представляет собой измерение?» и «Зачем мы измеряем?», излагаются основополагающие принципы измерений (теория измерений). Глава 2 начинается с объяснения, что для кардинальных измерений, занимающих верхнее место в иерархии измерений, нужна система единиц. Затем показано, что для проведения оптимальных измерений (то есть измерений с требуемой точностью при наименьших затратах времени, усилий и средств) существенно иметь представление о различных альтернативных методах измерений. С помощью измерения можно получить сведения о значении измеряемой величины лишь с определенной степенью достоверности; всегда имеются погрешности измерения. Поэтому в главе 2 дан анализ погрешностей, а именно, описываются типы ошибок и их распространение, а также причины, приводящие к их возникновению. То, посредством чего измерение осуществляется физически, то есть измерительная система, имеет определенную топологию, предусматривающую выполнение ряда различных функций: преобразование, фиксация и обработка сигнала, отображение и регистрация измеренной величины. Эти этапы измерения описываются в главе 3. В следующей главе рассматриваются несколько примеров собственно электронных измерений, таких как измерение частоты, фазы, напряжения и др. Основное внимание при этом уделяется полностью автоматизированным измерениям с использованием компьютера, в частности, мультиплексированию, взятию выборок, наложению спектров, аналого-цифровому преобразованию, передаче данных по магистрали и т.д. В приложении приводятся система СИ, коэффициенты преобразования и некоторые другие сведения, полезные для тех, кто занимается измерениями.

В основу этого учебника лег конспект лекций, которые автор читал студентам старших курсов по теории измерений и измерительной технике, будучи профессором факультета электротехники Дельфтского технического университета в Нидерландах. Первоначально книга была издана на голландском языке издательством Delft Student Press (VSSD), а в дальнейшем переведена на английский язык.

К.Б. Клаассен

Май 1995

Сан-Хосе, Калифорния, США

1

Основные принципы измерений

Содержание этой книги, посвященной теории измерений и ее приложениям, можно разбить на три части: общий раздел (глава 1); раздел, в котором мы ограничимся измерениями физических величин (глава 2); и раздел, в котором предмет рассмотрения сужен в еще большей степени до электрических и электронных измерений (главы 3 и 4). Последнее ограничение не является столь уж сильным, как это может показаться; в наши дни большая часть измерений осуществляется с помощью электроники, включая измерение величин, которые сами по себе не являются электрическими. Для этого бывает необходимо преобразовать соответствующую неэлектрическую величину в измеримую электрическую величину. Это преобразование осуществляется так называемым датчиком (глава 3).

В этой первой главе мы обратимся к основам измерения, дадим определение, что понимают под измерением, и прольем свет на цели измерений. Затем под предмет рассмотрения будет подведен научный фундамент (теория измерений) и, наконец, мы изучим вопрос о том, почему измерение нефизических величин оказывается таким трудным.

1.1 Определение измерения

Возможное рабочее описание термина «измерение», согласующееся с нашей интуицией, звучит так: «измерение — это *получение информации*». Одним из наиболее существенных аспектов измерения является сбор информации; измерения производятся для того, чтобы что-то узнать об объекте измерения, то есть об *измеряемой величине*. Это означает, что результат измерения должен *описывать* то состояние или то явление в окружающем нас мире, которое мы измеряем. Между этим состоянием или явлением и результатом измерения должно существовать то или иное соотношение. Хотя получение информации очевидно, оно является лишь необходимым, но не достаточным для определения измерения: когда кто-то читает учебник, он накапливает информацию, но не выполняет измерения.

Второй аспект измерения состоит в том, что оно должно быть *избирательным*. Оно может снабдить нас сведениями только о том, что мы хотим

измерить (об измеряемой величине), но ничего не говорит ни об одном из многих других состояний или явлений вокруг нас. Это обстоятельство тоже необходимо, но не достаточно для определения измерения. Любуясь картиной в пустой комнате, где нет ничего другого, вы получите информацию только об этой картине, но это не будет измерением.

Третьей, и также необходимой стороной дела, является тот факт, что измерение должно быть *объективным*. Исход измерения не должен зависеть от наблюдателя. Любой наблюдатель должен извлекать из измерения одну и ту же информацию и приходиться к одним и тем же выводам. Но это почти невозможно, если наблюдатель будет пользоваться только своими собственными органами чувств. Наблюдения, выполненные с помощью наших органов чувств, в очень большой степени субъективны. Например, наше восприятие температуры сильно зависит от ощущения тепла или холода, предшествующего измерению. В этом легко убедиться, пытаясь определить рукой температуру кувшина с водой. Если сначала окунуть руку в холодную воду, то вода в кувшине покажется сравнительно теплой, а если сперва опустить руку в теплую воду, то вода в кувшине покажется относительно холодной. Помимо субъективности восприятия человек-наблюдатель испытывает также затруднение оттого, что существует много состояний и явлений в окружающем нас реальном мире, которые мы либо вовсе не ощущаем (например, магнитные поля), либо воспринимаем лишь качественно (например, очень низкие температуры или движение с большой скоростью). Таким образом, чтобы гарантировать объективность измерения, мы должны воспользоваться теми или иными приспособлениями (средствами, приборами). Назначение этих приборов состоит в том, чтобы преобразовать наблюдаемое состояние или явление в другое состояние или явление, которое наблюдатель уже не может истолковать неверно. Другими словами, прибор преобразует исходное наблюдение к такому виду, в котором оно доступно любому наблюдателю и относительно которого между наблюдателями не может быть разногласия. Поэтому желательно, чтобы результат измерения на выходе прибора можно было воспринимать объективно, например, как число на алфавитно-цифровом дисплее, а не в виде субъективной оценки таких характеристик, как цвет и т.п. *Измерительная техника* как раз и занимается созданием таких приборов, называемых *измерительными системами*.

В дальнейшем будем полагать, по определению, что измерение — это получение с помощью *измерительных систем (приборов) информации* в форме *результата измерения*, отражающего характеристику, состояние или явление окружающего нас мира (объект измерения). В этом контексте измерительная система должна гарантировать требуемые наглядность описания, избирательность и объективность измерения. Можно провести различие между двумя типами информации: так называемой *структурной информацией*, то есть информацией о состоянии, структуре или природе определенной характеристики, и так называемой *метрической информацией*, то есть информацией о величине, амплитуде или интенсивности определенной характеристики. Говорят, что приобретение структурной информации происходит в результате *качественного измерения*, а приобретение метрической информации — в результате *количественного измерения*. Если природа характери-

ки, которая должна быть измерена, еще не известна, необходимо сначала определить ее путем проведения качественного измерения. И только затем можно выполнить количественное измерение величины соответствующей характеристики.

Если, например, мы хотим измерить способность домашнего голубя определять направление, необходимо сначала понять, какое физическое явление использует голубь, чтобы найти дорогу: солнечный свет, звезды, магнитное или даже гравитационное поле Земли. Только затем можно перейти к проведению количественного измерения способности голубя определять направление.

С помощью качественного измерения устанавливают природу того, что должно быть измерено; качественное измерение обеспечивает нас информацией, необходимой для того, чтобы выбрать приборы для проведения количественного измерения. Однако почти во всех случаях у нас уже имеется эта структурная информация и нам нужно выполнить только количественные измерения.

1.2 Зачем мы измеряем?

Зачем производится так много измерений? Очевидно, что для получения информации об окружающем нас мире, необходимы наблюдения. Поэтому одной из причин может быть наше желание сделать восприятие нами мира богаче и совершеннее. Говоря отвлеченно, наша цель состоит в том, чтобы больше знать об окружающем мире и о взаимосвязях, существующих между характеристиками, состояниями и явлениями этого мира. Именно так обстоит дело даже с такими каждодневными измерениями как давление в шинах, температура тела и т.д. Собранная информация дает нам возможность свести сложные характеристики, состояния, явления и соотношения к более простым законам и взаимозависимостям. Таким образом, мы имеем возможность сформировать в нашем сознании лучшую, более ясную и объективную картину мира, основанную на информации, полученной в результате измерений. Другими словами, эта информация позволяет нам строить модели мира (или его частей) и формулировать законы и теоремы. Затем мы должны определить (снова с помощью измерений), дают ли эти модели, гипотезы, теоремы и законы верное представление о мире. Это осуществляется путем выполнения тестов (измерений), позволяющих сравнить теорию с действительностью. Фактически мы изложили здесь процедуру измерений в «чистых» науках, полагая, что *описание* окружающего нас мира является единственной целью «чистой» науки, которая и ответственна за наше восприятие мира. Это иллюстрирует схема, приведенная на рис. 1.1.

На рис. 1.1 показана также роль измерений в «прикладных» науках. Под «прикладной» наукой мы подразумеваем область знаний, предназначенных для *изменения* мира. В «прикладной» науке модели, законы и теоремы «чистой» науки используются для того, чтобы видоизменять окружающий мир. В этом контексте цель измерений состоит в том, чтобы прямо или косвенно

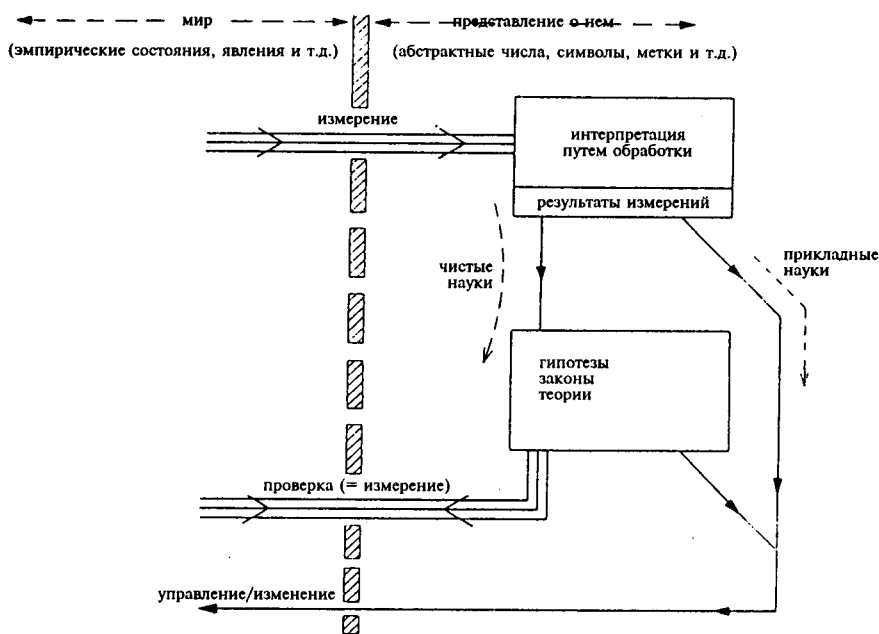


Рис. 1.1. Измерение как звено между реальным миром с одной стороны и представлением о нем в «чистых» и прикладных науках с другой.

осуществлять регулирование определенных процессов в окружающем мире, контролировать их или вносить в них изменения на основе результатов измерений и (существующих) моделей, законов и теорем. Затем можно проверить результаты такого регулирующего воздействия, сравнить их с желаемыми результатами и в дальнейшем сделать необходимые поправки.

Даже сравнительно простое измерение, такое как проверка давления в шинах автомобиля, можно описать в приведенных терминах. У нас есть гипотеза: мы опасаемся, что давление в шинах слишком мало (или велико); в противном случае нам не надо было бы его проверять. Выполнив измерение, мы узнаем, лежит ли на самом деле давление в тех пределах, которые указаны изготовителем. Если это не так, то мы изменяем давление и снова измеряем его, пока оно не станет нужным.

Отсюда видно, что измерения образуют существенное звено между эмпирическим миром с одной стороны и нашим отвлеченным представлением о нем с другой. Именно измерения удерживают наше представление об окружающем мире от того, чтобы становиться сном, служа звеном между действительностью и нашим восприятием ее. Без измерений мы обладали бы лишь философским видением (как это было у древних греков). Кроме того, перед лицом различных представлений мы были бы не способны проверить, какое из них справедливо. Каждый мог бы замкнуться в своем собственном восприятии, лишенный возможности когда-

либо достичь общепринятого понимания, в отличие от того, что мы имеем теперь. Поэтому без измерений наше общество могло бы застрять на том уровне развития, которого оно достигло во времена алхимиков, астрологов и колдунов!

1.3 Теория измерений

Как мы увидели выше, измерения образуют существенное звено между эмпирическим миром и нашим теоретическим, отвлеченным представлением о нем. Этот принцип лежит в основе теории измерений. Согласно этой теории считается, что результат измерения должен давать представление о действительной эмпирической величине. Измерение в теории измерений трактуется как *отображение* элементов *исходного множества*, относящегося к эмпирическому пространству (см. рис. 1.2), на элементы *множества образов* (или результатов), которое является частью пространства абстрактных представлений (изображений). То, что должно быть измерено (*измеряемая величина*), является элементом исходного множества. Например, при проведении электрических измерений мы определяем величину тока (исходное множество), но только в определенном диапазоне значений (служащих элементами множества). Результат процедуры измерения носит отвлеченный характер; он является элементом множества образов в пространстве абстрактных представлений. Например, величине электрического тока в приведенном примере приписывается (путем измерения) определенное число (элемент) из множества действительных чисел (множества образов). Другими словами, элементы исходного множества представляют собой эмпирические характеристики состояний или явлений в окружающем нас мире, тогда как элементы множества образов являются символами из воображаемого абстрактного множества символов. Символы могут быть числами (при количественных измерениях), но также могут быть, например, названиями (при качественных измерениях).

В теории измерений утверждается, что измерение представляет собой отображение элементов эмпирического исходного множества на элементы воображаемого абстрактного множества, *осуществляемое по определенному правилу преобразования*, и это принимается в дальнейшем в качестве определения измерения в более узком смысле слова. Преобразование осуществляется согласно соответствующим алгоритмам, правилам и процедурам, которыми и задается представление эмпирических количеств абстрактными символами. На практике соответствующие алгоритм, правило или процедура реализуются используемой измерительной системой, и именно ею определяется само представление. Как было объяснено выше, это представление должно носить характер описания и быть объективным; оно должно быть достигнуто путем выбора. Таким образом, множество образов должно состоять из элементов (результатов измерений), которые являются абстрактными символами, значение каждого из которых единственно и, по определению, трактуется одинаково всеми наблюдателями.

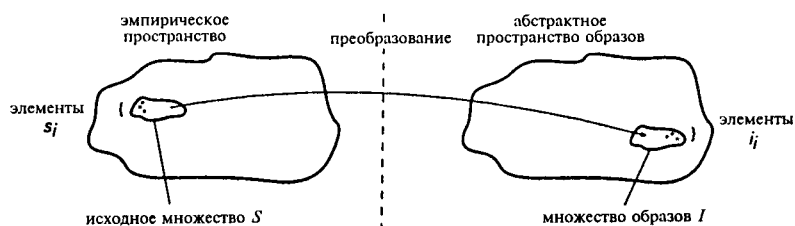


Рис. 1.2. Согласно теории измерений, измерение представляет собой отображение эмпирической области на пространство образов.

Измерение должно быть дескриптивным (носить характер описания). В теории измерений это требование выражают в терминах теории множеств: соотношения, существующие между элементами исходного множества должны поддерживаться при преобразовании во множество образов, например, «больше, чем», «равно» и «меньше, чем». О совокупности соотношений между элементами исходного множества говорят как о *системе отношений* (исходного множества).

Эта эмпирическая (основанная на опыте) система отношений определяет *структуру* исходного множества. Подобно этому, абстрактная система отношений определяет структуру множества образов (например, совокупность соответствий, применяемых в отношении множества целых чисел). Таким образом, измерение (представление) называют дескриптивным, если система отношений или структура эмпирического исходного множества остается инвариантной при осуществлении преобразования (измерения). Результат измерения представляет только то, что было измерено, если две системы отношений идентичны; в противном случае при отображении теряется информация. Примером может служить измерение с очень малым разрешением; два электрических тока различной величины отображаются в один и тот же результат и неотличимы один от другого.

Давайте попытаемся выразить это более формально. Предположим, что эмпирическое исходное множество S состоит из n элементов s_j , так что $S = \{s_1, s_2, \dots, s_n\}$. Пусть существует k эмпирических соотношений R_j между элементами $s_j \in S$, так что $R_j \subset E^{n_j}$. Далее, пусть абстрактное множество образов I состоит из m элементов i_j , $I = \{i_1, i_2, \dots, i_m\}$. Между этими элементами выполняются l соотношений N_j ; так что $N_j \subset I^{m_j}$. Ясно, например, что в случае, когда $k \neq l$ и l больше k , результат измерения предоставляет больше информации, чем ее в действительности содержится в измеряемой величине. Аналогично, в том случае, когда число элементов в двух множествах не одинаково ($m \neq n$) и, например, $n > m$, разрешающая способность процесса отображения может быть неадекватной. Поэтому, ради простоты, давайте положим, что $k = l$ и $m = n$. Пусть теперь имеется функция f , осуществляющая отображение множества S на множество I . Мы должны предположить, что эта функция является однозначной и монотонной фун-

цией s_j . Это гарантирует единственность отображения в I . Две системы отношений $\langle S, R_1, R_2, \dots, R_k \rangle$ и $\langle I, N_1, N_2, \dots, N_l \rangle$ изоморфны, если

$$\langle s_1, s_2, \dots, s_{nj} \rangle \in R_j \Leftrightarrow \langle f(s_1), f(s_2), \dots, f(s_{nj}) \rangle \in N_j.$$

Еще раз: функция f реализуется используемой измерительной системой в форме алгоритма, правила или процедуры.

Потребовав наличия изоморфизма, мы обеспечим сохранность соотношений между элементами множества S ; структура (множества) остается той же самой. Другими словами, информация, которую содержат соотношения, не теряется при измерении. Хотя требование изоморфизма может сохранить *структуру* множества S , оно не определяет форму представления полностью. Оно допускает определенную степень свободы в выборе процедуры измерения. В наличии этой свободы можно убедиться, преобразуя результаты измерений по «законным» правилам преобразования, в новые результаты, которые содержат ту же информацию. Требованием изоморфизма не задается одна единственная форма представления; скорее, им определяется группа конгруэнтных представлений. Результаты, полученные посредством любого из этих представлений, можно преобразовать в любую другую форму представления без потери информации. Такие *допустимые преобразования* не влияют на структуру эмпирической области S . Информация, содержащаяся в результатах измерения, инвариантна по отношению к разрешенным преобразованиям. Поэтому допустимые преобразования точно указывают, является ли присваивание результатам измерений того или иного значения единственно возможным. Если бы нам пришлось детализировать процедуру присваивания тех или иных значений (при меньшем числе допустимых преобразований и более определенных результатах измерения), мы натолкнулись бы на два ограничения: теоретическое и практическое. *Теоретическим ограничением* является система отношений, существующая в действительности в эмпирической области S . Мы не можем осмысленно отобразить S на множество абстрактных образов I , если число соотношений между элементами множества I больше числа соотношений между элементами множества S . Это добавило бы в результат измерения несуществующую информацию. *Практическое ограничение* заключается в самом отображении, которое может выполнить имеющаяся физическая измерительная система. Одни приборы, например, обладают малой разрешающей способностью, другие — очень узкой полосой частот. Теоретическое ограничение, очевидно, является верхним пределом того, что может быть получено в результате измерения: независимо от того, насколько изощренным мог бы быть используемый метод измерения, результат его применения никогда не даст более тонкой структуры по сравнению с той, какой фактически обладает множество S .

Поэтому измерения можно классифицировать так, как это сделано в табл. 1.1 (третья колонка) согласно разрешенным преобразованиям $g(a)$ результатов измерений a . Тем самым оказываются принятыми во внимание как практическое, так и теоретическое ограничения, о которых шла речь выше.

Измерения можно классифицировать также в соответствии с соотношениями, существующими в действительности в эмпирической области S . В

этом случае, конечно, в расчет принимаются только теоретические ограничения (см. табл. 1.1, вторая колонка). Если бы у нас были идеальные приборы, то содержимое второй и третьей колонок в табл. 1.1 было бы одним и тем же. В этом случае во второй колонке оказываются описанными действительные соотношения между элементами s_i множества S , а в третьей колонке — разрешенные преобразования элементов $s_i \in S$ и элементов $i_i \in I$ пространства образов. Образ получается идеальным, когда измерение выполняется с помощью такого прибора, который, как минимум, переносит соотношения, указанные во второй колонке, во множество I (требование изоморфизма).

Табл. 1.1. Информация, содержащаяся в результатах измерений различного типа.

Тип измерения	Если должно быть измерено S , то измерительная система должна быть способна определить:	Допустимые преобразования $g(i)$ результатов i должны удовлетворять требованиям:
номинальное измерение	$s_1 \stackrel{=}{\neq} s_2$	взаимно-однозначное преобразование $g(i)$: $g(i_1) \stackrel{=}{\neq} g(i_2)$, если $i_1 \stackrel{=}{\neq} i_2$.
порядковое измерение	$s_1 > s_2$	монотонно-возрастающие функции $g(i)$: $g(i_1) > g(i_2)$, если $i_1 > i_2$.
интервальное измерение	помимо $s_1 > s_2$, также $ s_1 - s_2 > s_3 - s_4 $	линейно-возрастающие функции $g(i) = mi + n$, $m > 0$: $g(i_1) > g(i_2)$, если $i_1 > i_2$; и $ g(i_1) - g(i_2) > g(i_3) - g(i_4) $, если $ i_1 - i_2 > i_3 - i_4 $.
пропорциональное измерение	$s_1 > ms_2$, где m — рациональное число	все функции вида $g(i) = mi$, $m > 0$: $g(i_1) > mg(i_2)$, если $i_1 > mi_2$.
кардинальное измерение	$s = mU$, где U — единица измерения $g(i) > mU$, если $i > mU$.	тождественное отображение $g(i) = i$:

Таким образом, можно различать пять типов измерений; номинальное, порядковое, интервальное, пропорциональное и кардинальное. Каждое следующее измерение в этом списке является измерением более высокого по-

рядка и обладает всеми характеристиками предшествующих ему измерений более низкого уровня. Мы уже видели, что самое большее, на что способна измерительная система, это установление эмпирических соотношений, которые существуют в действительности между элементами в эмпирической области S . В этом случае измерение является идеальным. На практике цель измерения состоит в том, чтобы определить, будет измерение более низкого уровня достаточным или нет. Следует отметить, что в случае, когда измерительная система состоит из нескольких последовательно включенных подсистем, любая из этих подсистем может помешать получению желаемой информации в конечном результате. Поэтому предъявляемое ко всей измерительной системе требование, чтобы осуществлялось измерение определенного типа, относится также к каждой подсистеме.

Сформулированное выше требование изоморфизма решает так называемую *проблему представления* в теории измерений. Если наше оборудование удовлетворяет этому требованию, то результат измерения выражает то, что должно быть измерено; этим результатом представлена измеримая величина. Однако из табл. 1.1 можно видеть, что так называемая *проблема однозначности* еще не решена. Для решения этой проблемы мы должны также потребовать, чтобы рассматриваемая область S допускала *кардинальное измерение* и чтобы с помощью имеющихся приборов такое измерение можно было выполнить. Измерение однозначно тогда и только тогда, когда имеет место такой случай. При такого рода кардинальном измерении его результат можно преобразовать только одним способом, а именно — путем тождественного преобразования $g(i) = i$.

Как мы видели выше, самой элементарной формой измерения является *номинальное измерение* (от лат. *poten* — имя, название). При таком измерении все величины, которые должны быть измерены, делятся на несколько классов или групп таким образом, что измеряемая величина попадает в один и только в один класс или группу. С помощью такого измерения осуществляют классификацию; например, с помощью диагностических средств классифицируют болезнь; так же классифицируют флору, фауну и т. д. Результатом номинального измерения может быть то или иное значение, но им также может быть название или символ. Здесь численное значение не имеет того веса, какой придается ему при измерениях более высокого уровня. Это просто метка. В этом случае никакие арифметические соотношения между числами не выполняются. Единственная вещь, которая существенна при номинальных измерениях, состоит в том, что одинаковым характеристикам, состояниям и явлениям присваиваются одни и те же метки, а различным характеристикам — разные. Сущностью такого измерения является безусловный смысл равенства и неравенства. Отсюда следует вывод о том, что любая однозначная функция вместе с однозначной обратной функцией образуют разрешенное преобразование результатов номинального измерения. Номинальное измерение — это простейший тип измерения. Любое *качественное измерение* (см. параграф 1.1) является номинальным измерением так же, как и все те случаи, когда мы определяем, имеет ли наблюдаемое явление ту же природу, что и известное нам явление, или нет. Примером номинального измерения в технических науках служит целый класс измерений, осуще-

ствляемых *системами обнаружения*. Эти системы намеренно конструируются так, чтобы результат их действия был двоичным. Системы пожарной сигнализации вырабатывают сигнал «пожара нет», когда температура ниже определенного значения, и сигнал «пожар», когда температура превышает это значение. Конечно, температура выражается определенной величиной и ее можно измерить количественно. Эмпирические соотношения между отдельными значениями температуры — это много больше того, что может быть выражено результатом номинального измерения. Номинальное измерение выбрано из соображений экономии: оно проще и дешевле. Защитная сигнализация и система датчиков дыма также являются системами обнаружения, выполняющими номинальные измерения: результаты измерений представляют собой образы взаимоисключающих событий. Номинальное измерение не может указать, какое из событий или явлений больше или меньше. Все, что можно определить, это «случилось» или «не случилось». Если число возможных исходов больше двух, то номинальное измерение может указать, какое именно событие произошло. Например, цвет любой вещи можно определить по названию подходящего цвета в списке на обороте цветовой карты или по цветовой палитре.

Другие измерения, то есть измерения более высокого уровня, допускают большую детализацию при присваивании тех или иных значений, нежели простая классификация. Нижнюю ступень в *количественных* измерениях занимает *порядковое измерение* (от лат. *ordinalis* — порядок). При таких измерениях остаются справедливыми соотношения «больше, чем», «равно» и «меньше, чем». Порядковые измерения основаны на принципе абсолютной значимости сравнения двух величин. Теперь, опираясь на такое измерение, мы можем говорить на языке «равно», «больше» или «меньше». Выполнив порядковое измерение, мы можем определить относительную величину двух характеристик; мы оказываемся в состоянии располагать характеристики в определенном порядке согласно размеру, величине или интенсивности. Примеров порядковых измерений множество: школьные экзамены, тесты умственных способностей, выстраивание людей по силе в соревнованиях по перетягиванию каната и т. д. Даже классификация женщин по вниманию, которое они уделяют своему внешнему виду (Crozier's classification: *negligées* — *peu élégantes* — *standard moyennes Parisiennes* — *élégantes**), является разновидностью порядковой шкалы. Значения, приписываемые порядковым измерениям, выражают собой относительный порядок по величине, однако никаких других соотношений между ними не существует. Например, человек, у которого коэффициент умственного развития (IQ) равен 140, не обязательно вдвое умнее кого-то, у кого IQ равен 70, или разница в приобретенных знаниях между студентами, получившими на экзамене оценки А и В, не обязательно такая же, как разница между получившими оценки Е и F. Легко видеть, что соотношения «меньше», «равно» и «больше» остаются верными, если от результата порядкового измерения берется монотонно возрастающая функция. Очевидно, что такое монотонное преобразование является допустимым. Отсюда мы можем сделать вывод, что вычисление сред-

*Классификация Crozier: неряхи — довольно изящные — стандартные средние парижанки — элегантные (фр.).

него результата экзамена бессмысленно, так как допустимо преобразование результатов того или иного экзамена с помощью произвольной монотонно возрастающей функции. Если снова найти среднее после такого преобразования, то в данном случае то, что мы получим, будет совсем другим. Поэтому среднее от результатов порядкового измерения не содержит сколько-нибудь значимой информации.

Измерение более высокого уровня носит название *интервального измерения*. С помощью интервального измерения мы можем не только установить тот факт, что одна величина больше другой, равна ей или меньше, но также определить, справедливо ли это в пределах определенного интервала (или то же самое в отношении разности; см. табл. 1.1). Однако начало интервала измерения или нулевая точка отсчета не фиксируется (плавающее начало отсчета). Примерами интервального измерения являются измерение времени и определение температуры по шкале Цельсия (с помощью ртутного термометра). Информация, полученная при интервальном измерении, не теряется, если результаты измерений умножить на одно и то же действительное положительное число или ко всем результатам прибавить одно и то же действительное число. Допустимыми преобразованиями являются все линейно-возрастающие функции.

Следующий тип измерения более высокого уровня обладает всеми свойствами предыдущих типов, но в этом случае добавляется фиксированное начало отсчета. Этот тип называется *пропорциональным измерением*. Выполняя такое измерение, можно определить отношение двух величин. Как указано в табл. 1.1, результаты пропорционального измерения можно лишь умножать на действительное положительное число. Для большинства физических величин можно сконструировать измерительные приборы для пропорциональных измерений.

Теперь мы подошли, наконец, к измерениям наивысшего уровня — к *кардинальным измерениям*. С помощью такого измерения устанавливают соотношение между значением той или иной величины и значением (эталонной) величины, определенной заранее. Выбор размера, значения или интенсивности эталона произволен при условии, что в точности один и тот же эталон применяют во всех кардинальных измерениях данной величины. К счастью, после многовековой путаницы человечество приняло, наконец, эталонные единицы почти для всех физических величин. Например, масса в 10 кг в 10 раз превосходит принятую (в международном масштабе) эталонную единицу массой в 1 кг. Результат кардинального измерения (например, 10 кг) выглядит таким, как если бы он уже не был отношением измеряемой величины к эталону. Поскольку кардинальное измерение не оставляет никакой свободы, его результаты фиксированы (см. табл. 1.1) и допустимым является лишь тождественное преобразование. Поэтому результат такого измерения можно выразить просто числом, не упоминая символ эталона. В приведенном примере можно было бы говорить, что масса равна 10, а не 10 кг. (Название «кардинальное» происходит от лат. *cardo* — стержень, суть; то, вокруг чего все вращается.)

Строго говоря, единственное, из чего можно извлечь информацию при измерении, — это *наблюдение*. К сожалению, из-за практических, а также

из-за фундаментальных ограничений результат измерения или наблюдения далеко не так совершенен, как мы могли бы хотеть. В образе $i=f(s)$ измеряемой величины s , который мы получаем от прибора как результат его действия, имеется некоторая неопределенность. Одной из причин этой неопределенности является тепловой шум, который всегда есть в каждом приборе. Это означает, что фактически результаты могут быть очень странными; например, в случае номинального измерения может быть $s_1 = s_2$ и одновременно $s_1 \neq s_2$. Такая неопределенность, очевидно, будет наступать в том случае, когда s_1 почти равно s_2 (хотя, в действительности, при номинальном измерении мы не можем говорить «почти равно»). Ясно, что разрешающая способность нашей измерительной системы и воспроизводимость результата недостаточно высоки. Это одна из фундаментальных проблем; если бы мы могли создать систему с более высоким разрешением, то та же самая проблема возникла бы снова, но теперь в отношении двух более близких одна по отношению к другой величин. Ergo, когда мы стараемся провести четкую грань в непрерывном по своей природе переходе от «не равно» к «равно», и единственным источником информации служит наше наблюдение, мы должны ввести аксиому:

- Случаи $s_1 = s_2$ и $s_1 \neq s_2$ являются взаимно исключающими (аксиома корректности).

Теперь, если мы столкнемся с упомянутой неопределенностью, мы должны будем придти к заключению, что никакого утверждения о результате измерения сделать нельзя; измерение не завершено. Без данной аксиомы единственное суждение о наблюдаемом результате измерения было бы таким: s_1 и s_2 равны и не равны. Подобным образом при помощи ряда аксиом в теории измерений создается корректная система, основанная на наблюдениях.

В случае порядковых измерений существует несколько практических затруднений, которые могут приводить к некорректным утверждениям, если основываться исключительно на наблюдении. Чтобы предотвратить это, постулируются следующие три аксиомы:

- Если $s_1 < s_2$, то существует такое конечное действительное число n , что $ns_1 \geq s_2$.

Это означает, что s_1 не может быть бесконечно малой величиной; из-за всегда сопутствующей результату измерения неопределенности мы просто не можем в подобном случае сделать никакого выбора.

- Случаи $s_1 \geq s_2$ и $s_1 > s_2$ являются взаимно исключающими (аксиома корректности).

- Если $s_1 \geq s_2$ и $s_2 \geq s_3$, то $s_1 \geq s_3$ (аксиома транзитивности).

Мы должны принять приведенные аксиомы, поскольку в случае, когда s_1 и s_2 очень близки друг к другу, мы уже не в состоянии выбрать между $s_1 > s_2$, $s_1 = s_2$ и $s_1 < s_2$. Чтобы построить формальную, логически корректную систему, несмотря на наличие практических изъянов наших физических измерительных средств, мы должны дополнить наши наблюдения указанными аксиомами. В случае интервального измерения нам нужны две дополнительные аксиомы: аксиома корректности и аксиома транзитивности применительно к интервалам $|s_1 - s_2|$ и $|s_3 - s_4|$. Вторая из этих аксиом утверждает, что из-за

неопределенности, имеющей место на практике, нельзя измерять бесконечно малые интервалы. Таким образом мы проводим различие между чистой арифметикой, в которой числа и алгебраические выражения точны, и прикладной арифметикой, в рамках которой мы имеем дело с приближенными (измеренными) значениями и поэтому с осмысленными числами. В теории измерений доказывается, что даже содержащие долю неопределенности результаты измерений можно обрабатывать по тем же правилам, что и в «чистой арифметике», если только для определения значимости результата измерения применяются методы, обсуждаемые в разделе, посвященном распространению ошибок.

1.4 Измерение нефизических величин

Нефизические величины, встречающиеся в нетехнических областях, очень трудно, а иногда невозможно измерить, главным образом, из-за того, что они являются характеристиками очень *сложных систем* (люди, организации, общества и т. д.). Поэтому в случае, когда имеешь дело с нефизическими характеристиками, состояниями или явлениями в таких системах, кардинальные измерения выполняются очень редко.

При измерениях, относящихся к сложным системам или объектам, измеряемая величина часто *зависит* от множества различных обстоятельств. Обычно природа и количественные характеристики этих зависимостей неизвестны. Кроме того, эти паразитные обстоятельства, влияющие на результат измерения, не остаются постоянными во время проведения измерения, так что становится невозможным скорректировать ту или иную ошибку измерения. Это означает, что измерение более не является избирательным; результат измерения содержит в себе и другие факторы. Обычно нефизические величины служат характеристикой живого организма или формирования из живых существ. А природа живого организма или формирования такова, что они пребывают в постоянном взаимодействии (социальном, культурном, политическом) с их окружением. По этой причине обычно невозможно выполнить *изолированное измерение*, подобное тому, какое мы можем осуществить с неодушевленными предметами (поместить в термостат, подключить к источнику постоянного напряжения и т. д.). Например, не очень практично изолировать часть населения от остального мира ради проведения экономического эксперимента, чтобы определить соотношение между дефицитом потребительских товаров и ценой на них. Объект измерения продолжает взаимодействовать со своим окружением, причем интенсивность и характер взаимодействия остаются неизвестными. Это взаимодействие искажает результаты измерения и делает их неясными, причем степень искажения и неясности зависит от чувствительности к этому мешающему взаимодействию.

Кроме того, при измерениях с такими объектами часто невозможно повторить эксперимент. При физических измерениях мы часто повторяем наблюдения, чтобы убедиться в воспроизводимости результата, а также для

определения величины случайных ошибок. Однако при нефизических измерениях объект часто ведет себя во второй раз иначе: то ли он обучился при первом измерении, то ли у него пропало желание сотрудничать, то ли он устал и т. д. Каково, например, студенту сдавать один и тот же экзамен дважды!

Обычно невозможно также — по этическим, политическим или финансовым причинам — *свободно варьировать условия* эксперимента, чтобы определить их влияние на результат измерения; нельзя, например, увеличить дефицит продуктов питания в обществе, чтобы посмотреть, как это скажется на производимых людьми расходах.

В отличие от физического измерения объект нефизического измерения часто осознает, что является предметом наблюдения. Самый факт, что мы наблюдаем, *оказывает влияние* на субъекта, и он ведет себя в лаборатории не так, как в повседневной жизни. На рис. 1.3 в качестве примера показана крыса — животное, часто (и жестоко) используемое для экспериментов. Измерения могут вызвать даже *необратимые процессы* в объекте наблюдения. Например, психологические эксперименты могут приводить некоторых пациентов в кататоническое состояние, следствием чего могут быть умственные расстройства и даже хроническая шизофрения. Упомянутые эффекты

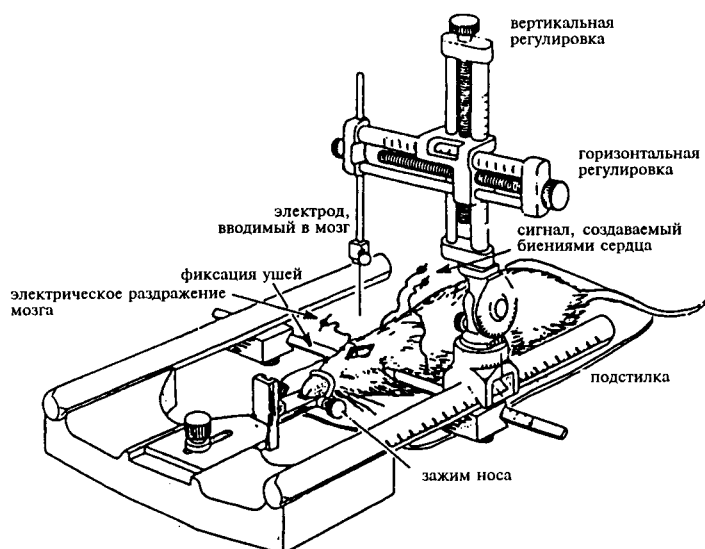


Рис. 1.3. Отсутствие ограничений при проведении измерений на живых существах (лабораторных крысах), встречает этические возражения. Здесь в мозг вставлен электрод, с помощью которого раздражают «центр удовольствия» в гипоталамусе. Измеряется реакция сердечного ритма на электрическое и механическое раздражение мозга. Имеется в виду использовать эту процедуру в процессах обучения «с поощрением». Предположение, что выводы, основанные на этих измерениях, будут справедливы в отношении поведения обученной крысы в нормальных условиях, вызывает сомнение.

делают затруднительным аккуратное воспроизведение наблюдений в социальных науках и науках о человеке, даже если предположить, что такие измерения могут и в самом деле быть избирательными и объективными.

Таким образом, в самом общем плане при попытке количественно охарактеризовать такие нефизические качества, как дружелюбие, интеллект, религиозность, усталость и др., любой столкнется с массой препятствий: слишком сложна система, частью которой является объект наблюдения; неизвестна природа взаимодействия объекта с окружающей средой и зависимость наблюдаемой характеристики от этого взаимодействия; невозможно проведение изолированных экспериментов, в которых указанная зависимость была бы исключена; отсутствует возможность свободного изменения условий проведения эксперимента, оказывающих влияние на объект наблюдения; нельзя повторить эксперимент; выбор эксперимента ограничен этическими, политическими и экологическими соображениями; субъект может сознавать, что за ним наблюдают, и это изменяет его поведение; эксперимент может нанести необратимый ущерб и поэтому оказаться неприемлемым.

Все эти факторы означают, что при проведении измерений в нефизических областях, возникают серьезные ограничения по сравнению с точными науками в выборе типа эксперимента, а также приемов и методов его проведения. Именно это сдерживает развитие адекватных измерений в большинстве нефизических областей человеческих устремлений.

Измерение физических величин

В следующих главах мы ограничимся изучением измерений физических характеристик, таких как механические, магнитные и электрические величины. В этом случае под измерением понимается последовательность операций, выполняемых над физическим объектом или системой (объект измерения), согласно установленному и задокументированному правилу (методу, стратегии измерений) с применением технических средств (измерительной системы) с целью определения тех или иных физических свойств объекта или системы. Измерение можно также рассматривать как осуществляемое с помощью технических средств получение информации (метрической и/или структурной) о физических состояниях или явлениях.

Информация, накопленная человечеством на протяжении веков, образует в совокупности наше «представление» о мире. Это представление о мире, или его образ, находит свое отражение в гипотезах, теоремах и законах природы. Поэтому измерения служат источником нашего научного знания. Другими словами: «В физике существует только то, что можно измерить» (Макс Планк).

Информация, получаемая нами в результате измерения, может содержаться в объекте измерения в двух формах: пассивной или активной. *Пассивной информацией* называют совокупность сведений, заключенных в том, как устроен объект; такой, например, является информация, содержащаяся в фотографии или перфокарте, а также значение сопротивления резистора. С другой стороны, информация является *активной*, когда она имеет форму энергетической характеристики того или иного явления. Такие информационные энергетические явления называются *сигналами*. Примерами сигналов служат электрические, оптические и акустические явления, используемые для передачи информации.

В дальнейшем мы будем рассматривать активные и пассивные объекты измерения в самом общем виде, какой только возможен. Мы не имеем доступа к пассивной информации, пока она не преобразована в активную форму. Для того, чтобы сделать это, необходим какой-то источник энергии (освещение фотографии, пропускание электрического тока через измеряемый резистор). С помощью энергии этого источника пассивная информация, имеющаяся в объекте измерения, отображается в электрические явления; пассивная информация становится активной (свет отражается от фотографии; ток, текущий через резистор, вызывает появление на нем напряжения). Те-

перь активную информацию можно регистрировать имеющимися техническими средствами, то есть с помощью нашей *измерительной системы*. Точно так же, как и люди, технические системы обмениваются информацией (при наличии связи между ними) в активной форме.

Для проведения измерений с «пассивными» объектами (то есть в случае, когда измерительная информация, которую предстоит получить, содержится в объекте в пассивной форме) необходим внешний источник энергии, чтобы *возбудить* или активизировать соответствующие пассивные свойства данного объекта. Этот возбудитель оказывает воздействие на объект измерения, который, в свою очередь, так или иначе откликается на него. Если известно воздействие, то для того, чтобы узнать свойства объекта, нужно лишь измерить отклик. Фактически отклик содержит активную информацию как об измеряемом объекте, так и о воздействии. Если воздействие не известно, то для извлечения той части пассивной информации, которая активизирована данным воздействием, необходимо осуществить измерение как отклика, так и самого воздействия (см. рис.2.1(а)).

Предположим, что с помощью используемых для измерения технических средств, то есть с помощью измерительной системы, мы можем определять отношение двух физических величин при условии, что они имеют одну и ту же физическую размерность. Однако не всегда воздействие и отклик обязательно должны иметь одинаковую физическую размерность. Поэтому нам необходим *эталон*, который характеризуется точно известным соотношением между воздействием и откликом. Эталон дает нам возможность проводить измерения с «пассивным» объектом, как показано на рис. 2.1(а). Для «активного» объекта (то есть в случае, когда информация, которую предстоит получить об измеряемом объекте, активна) не требуется, конечно, возбудитель; однако снова нам нужен эталон, чтобы для данного объекта измерить то или иное отношение. Такой эталон должен давать хорошо известный сигнал той же размерности, что и измеряемый сигнал. Примером «активных» эталонов являются точные синтезаторы сигналов, источники опорно-

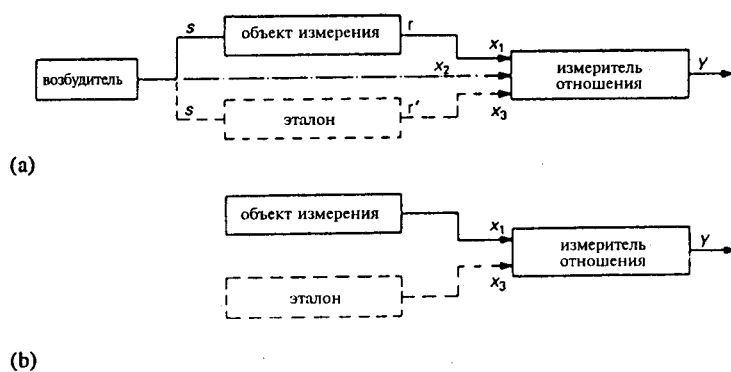


Рис. 2.1. Получение информации об объекте измерения. (а) «Пассивный» объект измерения. (б) «Активный» объект измерения.

го напряжения и т. д., тогда как измерительные преобразователи, аттенюаторы и калибровочные резисторы являются «пассивными» эталонами.

В предыдущей главе показано, что при измерении отношения имеет место линейная зависимость $y=f(x)$ результата измерения y от величины входного сигнала x без смещения начала отсчета, то есть $y=ax$, где a — неизвестное рациональное число. Если наблюдаются сигналы x_1 и x_2 или x_1 и x_3 , как показано на рис. 2.1, то можно определить отношения x_1/x_2 или x_1/x_3 соответственно. Эти отношения не зависят от a (свойство измерителя отношения) при условии, что значение a одно и то же для обоих сигналов. Если хочется узнать только частное от деления двух величин или обнаружить их равенство, то измерения отношения достаточно. Однако в случае, когда мы хотим выполнить кардинальное измерение, в нашем распоряжении должны быть эталоны. Это могут быть либо внешние источники опорных сигналов, либо эталоны, встроенные в измерительную систему.

Пример. Стрелочный прибор с подвижной катушкой, в котором отклонение стрелки линейно зависит от входного тока x (в предположении, что $y=0$ при $x=0$), служит измерителем отношения. Если с помощью этого прибора должно быть выполнено кардинальное измерение, то требуется эталонный источник тока, значение которого известно точно. Другой возможный способ осуществления кардинального измерения заключается в использовании амперметра с точно калиброванной шкалой. В последнем случае по шкале можно узнать фактическую величину тока. Можно сказать, что такой измеритель имеет внутренний эталон, роль которого играет чувствительность отклонения стрелки к току. Другими словами, в этом случае известна константа a измерителя отношения.

На рис. 2.1 мы привели примеры измерительных систем, с помощью которых можно измерять отношения. Что произойдет, если мы не будем предполагать такой системой?

В параграфе 2.2 мы увидим, что измерительная система с внутренним эталоном дает нам возможность выполнить кардинальное измерение по *методу отклонений*. В обоих случаях — с внутренним и с внешним эталонами можно выполнить измерения *разностным методом*. Наконец, в *нуль-методе* (методе компенсации) применяют только внешний эталон. Для этого последнего метода требуется измерительная система, реализующая только порядковое измерение, а не измеритель отношения, то есть необходима система, способная определять «больше», «равно» или «меньше». Примером такой измерительной системы, выполняющей порядковое измерение, является нуль-орган (детектор нуля).

Если ограничиться количественными физическими измерениями, для которых возможно создание измерителей отношения, то такая измерительная система, по существу, определяет относительный размер одной физической величины в сравнении с другой величиной той же физической размерности. Одна из этих величин является «предметом измерения», а другая служит «мерой». Нет ничего проще, как установить единичное значение меры. Например, значение меры для массы (килограмм) является также единицей массы. Поэтому для кардинальных измерений необходимо установить единичные меры (единицы), по одной для каждой из различных физических

величин. Чтобы облегчить международный обмен и иметь возможность сравнивать результаты измерений, желательно, чтобы во всех странах были приняты и использовались бы такие единицы. Мы рассмотрим этот вопрос вновь и более подробно в параграфе 2.1.

Чтобы иметь возможность наблюдать определенные физические величины (например, магнитные), человеку-наблюдателю нужны технические средства (измерений), и он заинтересован в том, чтобы их функционирование было возможно более совершенным (большая чувствительность, меньшее влияние на объект измерения). Эти средства конструируются так, чтобы без потери информации преобразовывать то, что должно быть измерено, в такое явление, которое наши органы чувств не могут интерпретировать ошибочно. Обычно только наши зрение и слух считаются теми органами чувств, которым могут быть «адресованы» результаты измерений. В самом общем случае применяемые для измерений технические средства называют «измерительной системой». Этот термин применяют как ко всей экспериментальной установке, так и к отдельному приспособлению или прибору. Область проектирования измерительных систем называют *приборостроением*. Цель деятельности в этой сфере состоит в создании измерительных систем, в которых рационально используются доступные технологические средства и методы измерений. Для этого необходимо знание основных принципов измерений, которым посвящен параграф 2.2.

Результат измерений должен верно представлять значение измеряемой величины. Однако у такого представления всегда бывают изъяны в виде ошибок; следовательно, результат не обеспечивает абсолютно точного образа того, что измеряется. Поэтому в параграфе 2.3 речь пойдет о различных источниках ошибок при измерении.

2.1 Единицы, системы единиц и эталоны

При измерении отношения мы имеем возможность сопоставить характеристику неизвестной физической величины с характеристикой известной физической величины той же размерности. Известная характеристика той величины, к которой мы обращаемся при измерении, называется *мерой*. Применительно к кардинальным измерениям имеется принятый в международном масштабе стандарт меры, которая, ради простоты, принята равной единице. Поэтому в случае кардинальных измерений мера задает *единичное значение* измеряемой величины. Таким образом, результат кардинального измерения скалярной физической величины можно записать как

$$\text{величина} = \{\text{значение}\} \times [\text{единица}] \\ x = \{x\}[x].$$

Тогда для векторной физической величины справедливо равенство

$$\mathbf{x} = \{x\}[x]\mathbf{e}.$$

Здесь \mathbf{e} — единичный вектор (указывающий то же направление, что и вектор \mathbf{x}), содержащий безразмерную информацию о направлении вектора \mathbf{x} по отношению к произвольно выбранной системе координат.

Существует взаимосвязь между физическими величинами различной размерности в форме определений и законов природы. Эта связь между разнообразными физическими величинами устанавливается математическими соотношениями. Подобное соотношение может иметь, например, такой вид:

$$X = f A^a B^b C^c,$$

где числовой множитель f в общем случае не равен 1. Единицы $[A], [B]$ и $[C]$ в этом выражении определяют новую единицу $[x]$. Приведенное выше соотношение между величинами можно разделить на два соотношения: *числовое соотношение*

$$\{x\} = f \{A\}^a \{B\}^b \{C\}^c \dots,$$

содержащее только значения различных физических величин, и *соотношение размерностей*

$$[x] = [A]^a [B]^b [C]^c \dots,$$

содержащее только единицы измерения этих величин. Например, равенство $E = \frac{1}{2}mv^2$ с $m = 1 \text{ кг}$ и $v = 10 \text{ м/с}$ в числовом выражении имеет вид: $\{E\} = \frac{1}{2} \{m\} \{v\}^2 = \frac{1}{2} \times 1 \times (10)^2$, а в отношении размерностей справедливой оказывается запись: $[E] = [m] \cdot [v]^2 = [m] \cdot [l/t]^2 \text{ кг м}^2/\text{с}^2$.

Если единицы, входящие в соотношение размерностей, выбраны так, что никакого другого числового множителя, кроме 1, не требуется, как это имеет место в приведенном примере, единицы измерения называются *согласованными* (когерентными) по отношению к исходному уравнению для рассматриваемых величин. Можно придумать систему единиц, которая будет целиком согласованной. Недостаток такой системы заключается в том, что некоторые из производных единиц становятся слишком большими по сравнению со значениями, встречающимися на практике, и это неудобно. Примером подобной единицы является фарада, единица емкости в международной системе единиц. Наибольшее значение емкости у технически осуществимых конденсаторов составляет порядка 10^{-3} фарады. По этой причине часто применяют такие десятичные приставки, как мега-, кило-, милли-, микро- и т. д. (см. приложение А.1).

Если k — число независимых соотношений между физическими величинами, описывающих ту или иную область физики (например, термодинамику, механику или электромагнетизм), а n — число различных величин, то $n - k$ из них можно выбрать произвольно в качестве *основных величин* подходящей для этой области физики системы единиц. Остальные величины будут *производными*: их единицы измерения следуют из единиц измерения основных величин и из упомянутых k соотношений. Основные величины, по опре-

делению, оказываются привязанными к соответствующим физическим стандартам (см. приложение А.1).

Отнесение той или иной величины к числу основных (с соответствующей основной единицей измерения) обуславливается легкостью измерения этой величины, логической структурой системы единиц и простотой реализации физических стандартов. Число основных величин $n - k$ зависит от полного числа величин n и от числа k физических соотношений, которые считаются независимыми. Например, в механике можно выбрать в качестве основной величины силу F , а также величины длины l , массы m и времени t . Но это приведет к тому, что соотношение, которое мы обычно записываем как $F=ma$, примет вид $F=cta$. Здесь c — постоянная определенной физической размерности: $[c]=[F] \cdot [t]^3/[m] \cdot [l]$.

Можно также выбрать в качестве основных меньшее число величин, например, только l и t , а не l, m и t , как это делается обычно. Тогда размерность массы и силы будет определяться соотношениями $F=c_1 m a$ и $F=c_2 m t_2 / r^2$, где c_1 и c_2 — числовые постоянные. Это приводит к следующим размерностям массы и силы: $[m]=[l]^3/[t]^2$ и $[F]=[l]^4/[t]^4$.

Мы видим, что выбор «слишком большого» числа основных величин приводит к размерным постоянным в базовых соотношениях. При выборе минимального числа основных величин возникают числовые постоянные, которые принимают единичные значения в случае, когда система согласована.

Приведенные рассуждения показывают, что каждая производная величина в той или иной степени оказывается произведением основных величин. Соответствующее базовое соотношение указывает, какие именно основные единицы используются, чтобы образовать производную единицу, или, другими словами, какую физическую размерность имеет рассматриваемая производная единица. Например, размерность $[A]$ площади A равна $[l]^2$. Если основными величинами в системе являются l, m, t и I , то размерность $[V]$ электрического потенциала V будет иметь вид: $[m] \cdot [l]^2/[I] \cdot [t]^3$. Следовательно, анализ размерностей в уравнении служит средством проверки правильности этого соотношения. Правильное соотношение между физическими величинами должно удовлетворять следующим условиям: размерности левой и правой частей равенства должны быть одинаковыми, складываемые или вычитаемые величины должны иметь одинаковую размерность, показатели степени и аргументы математических функций должны быть безразмерными. Возьмем, например, выражение для среднего по времени (в пределах периода T) мгновенного значения напряжения $v(t)$:

$$V_{avg} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt$$

Это равенство приводит к следующему соотношению размерностей: $[V_{avg}] = [t]^{-1} [v(t)] \cdot [t]$. Выражение $v = L di / dt$ дает для размерностей: $[v] = [L] \cdot [I] \cdot [t]^{-1}$. Показатель экспоненты у экспоненциальной функции, описывающей характеристику полупроводникового диода $I = I_s \{ \exp(qV/kT) - 1 \}$, должен быть

безразмерным. Это справедливо, так как $k=1,3805 \times 10^{-23}$ Дж/К (см. приложение А.1). В равенстве $w(t) = v \sin(\omega t + \varphi)$ величина φ должна быть безразмерной, как и слагаемое ωt , из чего следует, что $[\omega] = [t]^{-1}$.

Заметим, однако, что из правильности размерностей в равенстве, выражающем связь между различными физическими величинами, не следует с необходимостью справедливость самого этого равенства; при выводе этого равенства всё же могла быть допущена ошибка. Правильное соотношение между размерностями является необходимым, но не достаточным, чтобы гарантировать правильность самого физического выражения.

Хотя возможностей при выборе системы единиц много, имеется множество очевидных достоинств применения принятой в международном масштабе стандартизированной системы единиц. Такой системой является международная система единиц СИ (см. приложение А.1). В системе СИ семь основных единиц. Это метр, килограмм и секунда в качестве единиц длины, массы и времени соответственно, ампер как единица электрического тока, кельвин как единица термодинамической температуры, кандела в качестве единицы силы света и, наконец, моль, как единица количества вещества. Кроме того, определены две безразмерные величины: радиан для угловых измерений в двумерном пространстве и стерadian для измерения телесных углов. Все другие единицы являются производными. Система единиц СИ представляет собой согласованную систему. Она является также *рационализированной системой*, когда множители 2π и 4π появляются только в таких выражениях, в которых подразумевается круговая или сферическая симметрия соответственно. Кандела введена для того, чтобы упростить измерение субъективно воспринимаемой интенсивности света. Она связана со стандартизированной чувствительностью человеческого глаза. Однако силу света можно охарактеризовать также длиной волны и энергией. Так что, в действительности, кандела является лишней единицей. Кандела и производные от неё единицы образуют отдельное подмножество в системе СИ и используются только в фотометрии.

В прошлом параллельно применялись несколько систем единиц, каждая из которых специфична для определенных областей физики. Широко распространенной была система СГС (сантиметр, грамм, секунда). Существовали две системы единиц в электротехнике: СГСЭ (электростатическая) и СГСМ (электромагнитная). В системе СГСЭ абсолютная диэлектрическая проницаемость вакуума ϵ_0 не имела размерности и равнялась 1. В этой системе абсолютная магнитная проницаемость μ_0 находится по формуле $\epsilon_0 \mu_0 c^2 = 1$, где c — скорость света в вакууме. Поэтому емкость имеет размерность длины. В системе СГСМ величина μ_0 безразмерна и равна 1. К тому же времени относятся гаусс и эрстед, которые все еще используются в качестве единиц измерения индукции и напряженности магнитного поля соответственно. В системе СИ абсолютная магнитная проницаемость принята равной $4\pi \times 10^{-7}$ Гн/м, и как следствие этого величина ϵ_0 находится из соотношения $\epsilon_0 = 1 / \mu_0 c^2$, поэтому $\epsilon_0 \approx 8,854 \times 10^{-12}$ Ф/м (см. приложение А.1).

Оба термина «единица» и «физическая величина» являются абстрактными понятиями. Чтобы воспользоваться единицей, необходимо иметь реализацию этой единицы, то есть *физический эталон*. Эталон может быть осязае-

мым воплощением физической величины, как, например, в случае стандартной меры массы — килограмма. Эталон может быть определен также посредством стандартизованной измерительной процедуры, в которой применяются эталонные методы измерений и калиброванное оборудование. Именно такой является эталонная мера электрического тока, основанная на измерениях по принципу баланса токов. Третья возможность заключается в том, чтобы в качестве физического эталона воспользоваться явлением природы. Например, эталоны длины, времени и электрического потенциала основаны на процессах, происходящих в атомах (см. также приложение А.1).

Эталон определенной физической величины называют первичным, если его можно считать эталоном наивысшей метрологической значимости. В каждой стране есть несколько таких первичных эталонов. Эти национальные первичные эталоны, как правило, бывают реализованы, поддерживаются, сохраняются и совершенствуются в государственных лабораториях мер и весов.

В идеальном случае первичные эталоны хранят в неприкосновенности, а измерения основываются на вторичных или даже третичных (рабочих) эталонах. Их калибруют по эталонам более высокого уровня (по первичному или вторичному эталону соответственно). Эталон ещё более низкого уровня имеется в каждом приборе, с помощью которого можно выполнить кардинальное измерение. Поэтому такие приборы необходимо регулярно калибровать, поскольку из-за старения, дрейфа, износа и т. п. встроенный эталон (например, источник опорного напряжения) со временем становится менее точным. Здесь точность определяется как то, посредством чего выражается близость значения, даваемого данным эталоном, к значению, даваемому первичным эталоном.

В следующих разделах рассмотрены несколько эталонов электрических величин.

Разность электрических потенциалов

На рис. 2.2 показан первичный эталон разности электрических потенциалов, снабженный, как обычно, электрохимическим *эталонным элементом* (нормальным элементом Вестона). При 20 °С напряжение элемента Вестона приблизительно равно 1,01860 В с погрешностью $3 \cdot 10^{-6}$ при оптимальных условиях. Эти оптимальные условия заключаются в том, что изменения температуры не превосходят 10^{-3} К, отсутствует нагрузка и нет ни вибраций, ни тряски. Элемент должен находиться в вертикальном положении. У элемента Вестона очень длительное тепловое последствие. После того, как элемент был нагрет до 30 °С, ему может понадобиться 6 месяцев, прежде чем напряжение на нем полностью стабилизируется и не будет отличаться более, чем на 0,3 мкВ от его номинального значения при 20 °С. Кроме того, элемент Вестона будет со временем стареть, что приведет к увеличению его внутреннего сопротивления ($R_i \approx 500 - 1000$ Ом) и уменьшению напряжения на нем на несколько микровольт (в течение первых лет).

Для эталонов более низкого порядка достаточны зенеровские опорные

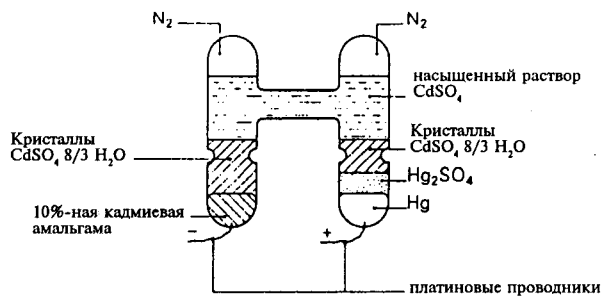


Рис. 2.2. Схематическое изображение нормального элемента Вестона, исторически используемого в качестве первичного эталона разности электрических потенциалов.

элементы (стабилитроны). Через зенеровский элемент пропускают постоянный ток и поддерживают его при постоянной температуре. Он может обеспечить погрешность меньше 10^{-5} . Зенеровские элементы особенно полезны в качестве переносимых эталонов, их часто применяют в портативной аппаратуре.

Уязвимость и сравнительно большая погрешность эталонных элементов заставляют искать эталоны напряжений, которые были бы более постоянными и легче воспроизводимыми. Результатом такого поиска стало использование эффекта Джозефсона в эталонах напряжения. Этот эффект, предсказанный в 1962 году английским студентом Брайеном Джозефсоном, наблюдается в том случае, когда два сверхпроводника располагаются настолько близко один от другого (на расстоянии порядка 10^{-9} м), что квантовые волновые функции становятся слабо связанными.

Обычно в качестве полупроводников используют тонкие пленки из свинца, охлажденные до температуры ниже точки перехода. Эти пленки разделены слоем окисла толщиной 1 нм. В этих условиях электроны имеют возможность совершить туннельный переход через образующийся контакт. Этот электрический туннельный ток помещают в высокочастотное электрическое поле (с частотой f_0), направленное перпендикулярно по отношению к контакту. В результате зависимость тока от напряжения имеет ступенчатый вид, как показано на рис. 2.3. Эта зависимость характеризуется скачками тока при точно квантованных джозефсоновских значениях напряжения V_J . Напряжение $V_J(n)$, соответствующее n -му скачку (n — целое число), зависит от частоты f_0 по правилу: $V_J(n) = n f_0 (h / 2q)$, где h и q — фундаментальные физические постоянные, а именно, h — постоянная Планка, и q — заряд электрона. Для целей метрологии значение $2q / h$ принято равным 483597,9 ГГц/В. Соединяя контакты последовательно, можно получить напряжение порядка 10 мВ с погрешностью всего лишь 4×10^{-7} (при $f_0 = 10$ ГГц и температуре 4 К)*.

* К концу 90-х годов достигнуты значения 1В и даже 10В при воспроизведении единицы напряжения эталонными установками с погрешностью $\approx 10^{-8}$ ($f_0 \approx 70$ ГГц, цепочки из 2000 переходов). (Прим. перев.)



Рис. 2.3. Зависимость тока через джозефсоновский контакт от напряжения на нем, используемая в настоящее время в эталонах разности электрических потенциалов (напряжения).

Электрический ток

Точное измерение электрического тока осуществляют с помощью инструмента, носящего название «токовых весов». В этом приборе электромагнитная сила взаимодействия двух катушек, по которым текут токи (одна из них закреплена, а другая сделана подвижной), измеряется путем уравнивания ее силой тяжести, действующей на известную массу (рис. 2.4). Сила притяжения между катушками выражается формулой: $F = P \, dM / dx$, где M — известная взаимная индукция катушек, а x — известное расстояние между ними. Значение производной dM / dx определяется из геометрии катушек. С помощью токовых весов можно достичь погрешности порядка 3×10^{-6} . Токовые весы — это пример «пассивного» эталона (пассивного в том смысле, что информация содержится в конструкции эталона), упомянутого на рис. 2.1.

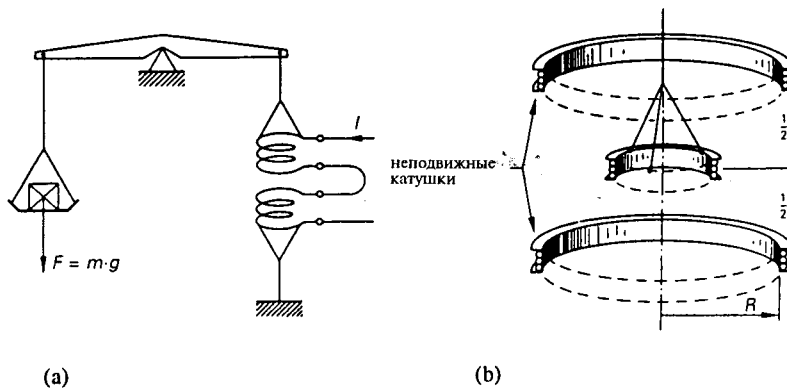


Рис. 2.4. (а) Схематическое изображение токовых весов. (б) Конструкция катушек, позволяющая поместить подвижную катушку в однородном поле между верхней и нижней закрепленными катушками.

Электрическое сопротивление

Эталонами электрического сопротивления являются резисторы, намотанные проволокой из сплава, свойства которого в наименьшей степени зависят от температуры. Примером такого сплава является эваном (evanohm), состоящий из 74% никеля, 20% хрома и 6% алюминия и железа. Этот сплав обычно применяют для высокоомных эталонов (10 кОм). Для получения малых сопротивлений (1 Ом) часто используют манганин (86% Cu, 12% Mn, 2% Ni) или константан (54% Cu, 45% Ni, 1% Mn). Эталоны сопротивлений высокого порядка помещают в термостат, температуру в котором поддерживают с очень большой точностью. Эталоны сопротивления чувствительны к влажности и нагреванию за счет рассеяния энергии на самом эталоне. Низкоомные эталоны бывают снабжены двумя парами выводов: токовыми выводами и выводами для измерения напряжения. Это сделано для того, чтобы при измерении сопротивления избежать влияния сопротивления контактов и подводящих проводов. Можно достичь погрешности 1×10^{-6} .

Проволочные резисторы стареют и могут обладать слишком большим дрейфом. Поэтому в настоящее время эталоны сопротивлений основаны на так называемом квантовом эффекте Холла (открытом К. фон Клитцингом в 1980 году). Этот метод позволяет привязать единицу электрического сопротивления, Ом, к неизменным физическим постоянным подобно эффекту Джозефсона в отношении разности электрических потенциалов.

Квантовый эффект Холла наблюдается в том случае, когда полупроводниковая пластина, обладающая эффектом Холла, с большой подвижностью носителей заряда охлаждается до 1 К и помещается в сильное магнитное поле. Если через пластину, обладающую эффектом Холла, пропускается ток величины I , то между ее гранями возникает эдс Холла V_H (см. раздел 3.2.3). У зависимости V_H от интенсивности магнитного поля имеются так называемые плато. Результирующие (квантовые) сопротивления Холла выражаются формулой: $R_H(n) = V_H(n)/I$. Здесь $R_H(n) = (h/q^2) / n$, где n — целое число, а h и q — фундаментальные физические постоянные ($h/q^2 = 25812,807$ Ом). Этот метод позволяет задать (определить) единицу электрического сопротивления с погрешностью 2×10^{-7} .

Емкость

Из четырех коаксиальных цилиндров можно сконструировать конденсатор, емкость которого будет зависеть только от длины цилиндров. Такой конденсатор особенно удобен в качестве эталона емкости, так как только длину необходимо определять точно. Методами оптической интерференции это можно сделать с исключительной точностью. Эти цилиндрические конденсаторы, называемые конденсаторами Томпсона-Лампара (Thompson-Lampard) позволяют достичь погрешности меньше 10^{-8} . Неудобство заключается в том, что емкость мала (приблизительно 1,9 пФ на метр). В качестве эталонов низших порядков используются другие конфигурации электродов, обеспечивающие большие значения емкостей (10 — 100 пФ), но обладающие также и большими погрешностями.

Индуктивность

Точные эталоны индуктивности создать трудно. Это обусловлено большим числом параметров, определяющих довольно сложную геометрию катушек и влияющих на точность задания ее индуктивности. Кроме того, погрешность увеличивается за счет потерь энергии, обусловленных сопротивлением провода, эффектов близости и вихревых токов. Точность имеющихся в настоящее время эталонов индуктивности составляет примерно 10^{-5} .

Частота

Эталон частоты основан на квантово-механическом эффекте, заключающемся в том, что электрон в атоме может занимать только один из ограниченного числа уровней энергии. Когда электрон перескакивает на более высокий или на более низкий уровень энергии, происходит, соответственно, поглощение или испускание фотона, энергия которого, равная разности энергий уровней ΔE , связана с частотой колебаний в фотоне соотношением: $\Delta E = hf_0$. Когда атомы подвергаются воздействию электромагнитного излучения частоты f_0 , многие электроны переходят на более высокие уровни энергии. Подходящими переходами между двумя энергетическими уровнями основного состояния обладает цезий-133 (от состояния $l=3, m=0$ к состоянию $l=4, m=0$, где l — квантовое число орбитального момента количества движения, а m — азимутальное квантовое число). По определению, соответствующая этому переходу частота равна $f_0 = 9,19263177160$ ГГц. Единица времени определяется как интервал, в котором укладывается f_0 периодов точно. Атомы, в которых требуемый переход произошел, отбираются путем отклонения в магнитном поле. Затем (нейтральные) атомы ионизируются нитью накала, и ионы образуют текущий в детекторе ток, величина которого определяется числом ионов в секунду. Для того, чтобы точно подстроить частоту эталона к значению частоты, соответствующей большинству происходящих переходов, в петле обратной связи применяют кварцевый генератор. Добротность Q так настроенного эталона приблизительно равна 2×10^7 . Относительная погрешность этого атомного стандарта частоты может быть совсем малой, порядка 10^{-12} .

2.2 Методы измерений

Для того, чтобы наилучшим образом производить измерения, нужно быть знакомым с основными методами, принципами и стратегиями измерений. Измерение выполняется оптимально, если результат и желаемая точность достигнуты самыми простыми средствами и в соответствии с простейшей стратегией. Часто какой-то другой метод измерения позволяет воспользоваться более простым и потому менее дорогим оборудованием. Существует много методов измерений, — больше, чем будет рассмотрено нами в этом

параграфе; мы обсудим только те из них, которые применяются обычно. Не всегда бывает возможным четко провести грань между различными методами; часто при измерении одновременно используются несколько методов.

Первые три из рассматриваемых здесь методов относятся к случаю, когда на результат измерений влияют показания измерительного прибора или примененный в нем способ отображения. Существует три метода уменьшения этого влияния: метод отклонений, разностный метод и нулевой метод.

Метод отклонений, разностный метод и нулевой метод

В методе отклонений показание используемого измерительного прибора полностью определяет результат измерения. В методе разностей измеряется (указывается) только *разность* между неизвестной величиной и известным эталонным значением. В этом последнем случае результат измерения лишь отчасти определяется показаниями используемого измерительного прибора, а отчасти — величиной эталона. Наконец, в нулевом методе результат полностью определяется эталонной величиной; при этом показания измерительного прибора используются только для подстройки эталона так, чтобы он давал точно такое же значение, какое имеет неизвестная величина. При точной настройке показание измерительного прибора равно нулю, и поэтому сам измерительный прибор играет роль нуль-детектора.

Мы видели в первом параграфе этой главы, что измерительная система, которой можно воспользоваться для проведения кардинальных измерений, должна иметь встроенный эталон. Применение каждого из рассматриваемых методов уменьшает вклад устройства отображения в полную ошибку конечного результата измерения. Поэтому встроенный эталон всей измерительной системы может быть тем менее точным, чем большая точность требуется от «внешнего» эталона. NB: Измерительная система, как совокупность всех средств, используемых при проведении измерения, считается здесь объединением устройства отображения и требуемого эталона, внешнего по отношению к указанному устройству.

Примеры: С относительной точностью $\pm 10^{-4}$ должна быть измерена длина стержня, примерно равная 101 мм. Если бы был применен метод отклонения, то необходимо было бы воспользоваться измерительным инструментом типа штангенциркуля, с нониусом с относительной погрешностью $\pm 10^{-4}$. Так как точность существующих штангенциркулей не позволяет этого сделать, применяется метод разностей, показанный на рис. 2.5(а). Здесь, например, имеется эталон длины в виде бруска длиной 100,000 мм $\pm 10^{-5}$. Различия по длине, примерно равное 1 мм, определяется измерительным инструментом с круговой шкалой. Эта разница должна быть измерена с точностью ± 10 мкм. Поэтому относительная погрешность измерительного инструмента в данном случае может составлять $\pm 10^{-2}$. Это в 100 раз меньшая требуемая относительная точность, чем в случае измерения методом отклонений.

Если бы у нас был точный эталон, длину которого можно изменять, растягивая его до длины измеряемого стержня, то можно было бы восполь-

зваться нулевым методом. В этом случае измерительный инструмент с круговой шкалой играл бы роль индикатора нуля, погрешность отсчета которого не имела бы значения. Поскольку небольшие различия по длине всё же вызывали бы очевидное отклонение стрелки измерительного инструмента, длину стержня всё-таки можно было бы измерить с относительной погрешностью $\pm 10^{-4}$.

Второй пример приведен на рис. 2.5(b). Неизвестное (измеряемое) давление сравнивается с известным давлением, создаваемым нагруженным поршнем (с известными площадью поперечного сечения и весом груза). Смещение мембраны, разделяющей измерительную камеру на две половины, измеряется с помощью дифференциального конденсатора (см. раздел 3.2.1). Вес груза на поршне изменяется до тех пор, пока емкости двух половин конденсатора не окажутся равными (нулевой метод). Измеряемое давление равно результирующему весу груза, деленному на площадь поршня. Заметим, что должны быть приняты специальные меры предосторожности, чтобы уменьшить трение между поршнем и стенкой камеры.

Нетрудно представить себе, что в случае, когда измерительная камера откалибрована в отношении известных разностей давления, можно измерять разности давлений без полной компенсации измеряемого давления. Вдобавок, смещение упругой мембраны характеризуется зависимостью разности емкостей ΔC_{out} от разности давлений ΔP . Результирующее ΔP добавляется к давлению, которое находится из веса внешнего груза и площади поперечного сечения поршня.

Метод отклонений обычно применяется для простых измерений и быстрого получения результата. На рис. 2.6 метод отклонений представлен в обобщенном виде. Существенным является тот факт, что здесь задействованы четыре подсистемы: *объект измерения*, *измерительная система*, *наблюдатель* и *окружающая среда*. Эти подсистемы взаимодействуют одна с другой, причем некоторые из этих взаимодействий являются желательными, тогда как другие — нежелательны. Желательные взаимодействия — это те, в результате которых происходит перенос полезной информации: измеряемый объект воздействует на измерительную систему, а она, в свою очередь, оказывает воздействие на наблюдателя. К сожалению, эти воздействия всегда взаимны.

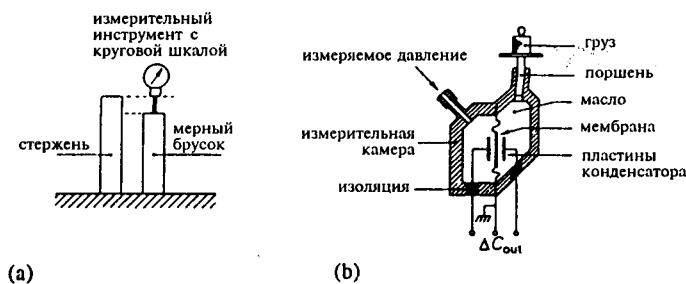


Рис. 2.5. Применение метода разностей для измерения длины (a) и давления (b).

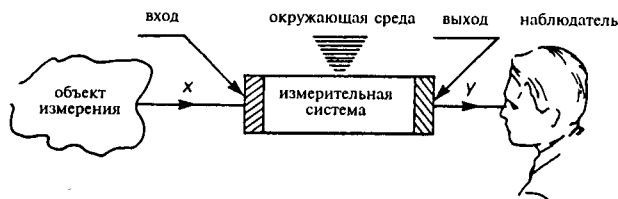


Рис. 2.6. Обобщенное представление измерения, выполняемого по методу отклонений.

Измерительная система будет оказывать влияние на измеряемый объект (например, нагружая его) и наблюдатель может влиять на измерительную систему. Например, наблюдатель не фиксирует показания стрелочного прибора лишь одним глазом, расположенным в плоскости, проходящей через стрелку прибора перпендикулярно шкале, чтобы избежать параллакса. Окружающая среда также влияет на измерительную систему (возьмите, например, влияние на измерительную систему температуры, влажности и давления).

Достижимая точность измерения по методу отклонений обычно не очень высока. Она бывает ограничена влиянием измерительной системы на измеряемую величину x (ошибка согласования), точностью передаточной характеристики измерительной системы (системная точность), точностью, с которой результат y может быть отсчитан (точность отображения) и мешающими влияниями окружающей среды на измерительную систему (ошибки из-за внешних воздействий).

Для *разностного метода* требуются менее точные средства индикации, но при этом необходим эталон. Значение эталонной величины должно быть известно точно.

Результат измерения складывается из главной части p (значение эталонной величины) и добавки r , которая считывается по измерительному прибору. Если Δp — абсолютная ошибка главной части p , а Δr — абсолютная ошибка добавки, то мы назовем измерение оптимальным, когда $\Delta p = \Delta r$. Это означает, что в случае, когда добавка является n -ой долей главной части p ($r = p / n$), относительная ошибка при измерении добавки $\Delta r / r$ может быть в n раз больше, чем относительная ошибка главной части. Само собой разумеется, что разностный метод применим только в тех случаях, когда важнее определить *различие* значений, нежели *абсолютное* значение той или иной величины. Разностный метод часто применяют также для измерения малых отклонений, наложенных на большое постоянное значение, например, при измерении долговременной стабильности напряжения на выходе источника электрического питания.

Для *нулевого метода* необходим достаточно чувствительный прибор со стабильным «отсчетом нуля» (не допускается дрейф нуля во время измерения). Точность измерения по нулевому методу обычно определяется эталоном, так как реальные нуль-детекторы в состоянии обеспечить очень высокую степень разрешения и обладают большой стабильностью.

Нет необходимости в том, чтобы отклонение нуль-детектора у линейно зависело от входного сигнала x . Часто передаточную характеристику нуль-детектора делают сильно нелинейной, чтобы обеспечить более широкий диапазон измерений (высокая чувствительность в окрестности нуля; возрастающая нечувствительность по мере увеличения входного сигнала). Самым важным параметром нуль-детектора является крутизна характеристики $y-x$ в начале координат. Чтобы минимизировать влияние шума, фона, гармоник и других видов искажений входного сигнала, нуль-детектор в общем случае имеет узкую полосу (из-за чего, к сожалению, детектор оказывается медленным). На входе такого частотно-избирательного нуль-детектора, как правило, имеется настраиваемый полосовой фильтр.

Метод чередования и метод подстановки

При измерении по каждому из рассматриваемых здесь методов — по методу чередования и по методу подстановки — подряд выполняются два измерения. В методе чередования неизвестная величина и известная величина одновременно участвуют в каждом измерении. В случае метода подстановки известная и неизвестная величины используются по отдельности и последовательно одна за другой.

В *методе подстановок* сначала по отклонению стрелки или по показаниям индикатора измерительной системы определяется неизвестное значение измеряемой величины. Затем неизвестная величина заменяется известной и регулируемой величиной, которая подстраивается таким образом, чтобы получался точно тот же результат измерения. Показания измерительной системы играют в этом случае лишь промежуточную роль. Поэтому характеристики измерительной системы не должны влиять на результат измерения. Важными являются лишь стабильность системы во времени и ее разрешающая способность. Разрешающей способностью определяется «степень одинаковости», с которой неизвестная и известная величины могут быть сделаны равными, а кратковременная стабильность должна обеспечить отсутствие «дрейфа» измерительной системы при переходе от одного измерения к другому.

При калибровке измерительной системы применяется, по существу, метод подстановки. Сначала система калибруется по известной величине. Затем можно точно измерить неизвестную величину, если значение совпадает с одной из калибровочных точек. Метод подстановки часто используют также в качестве простого средства устанавливать «равенство», когда точность используемой для этого измерительной системы не имеет значения.

Метод чередований — это метод, согласно которому две почти равные величины меняются местами при переходе от первого измерения ко второму. С помощью этого метода одновременно определяются значение разности между двумя величинами и степень возможной асимметрии измерительной системы. Примером применения этого метода служит проверка равенства плеч у весов путем перестановки гирь с одной чашки весов на другую.

Компенсационный и мостовой методы

Два других метода — компенсационный и мостовой — можно различить по числу источников энергии, необходимых для измерения.

Компенсационный метод — это такой метод измерения, при котором влияние неизвестной величины на измерительную систему устраняется путем компенсации его влиянием известной величины. Это осуществляется таким образом, чтобы при достижении полной компенсации неизвестная величина больше не испытывала влияния измерительной системы. Когда действие неизвестной величины полностью скомпенсировано, никакая энергия не перекачивается в источник неизвестной величины и никакая энергия не потребляется от него; источник неизвестной величины не нагружается входом измерительной системы. Степень компенсации можно определять с помощью индикатора нуля. Таким образом, для компенсационного метода требуется вспомогательный источник энергии, который поставял бы точно столько же энергии, сколько в противном случае потреблялось бы от источника измеряемой величины. Следовательно, для компенсационного метода нужны два источника энергии.

Примеры.

Чтобы компенсировать разность электрических потенциалов V_x в схеме на рис. 2.7(а), с регулируемого потенциометра, на который от источника питания подано напряжение V_N , снимается напряжение αV_N . Для подстройки потенциометра так, чтобы αV_N стало равным V_x , применен нуль-индикатор. Когда $\alpha V_N = V_x$, имеет место полная компенсация и источник V_x оказывается ненагруженным. Источник питания V_N играет роль вспомогательного источника энергии. Чтобы измерение V_x было точным, необходимо точно знать V_N и α .

В конструкции, изображенной на рис. 2.7(б), компенсационный метод применен для измерения неизвестной силы F_x . До наступления полной компенсации удлинительный стержень под действием силы F_x смещается вниз на расстояние Δx , и в систему, таким образом, поступает энергия ($F_x \Delta x$). Непосредственно вслед за этим произойдет закрытие клапана и увеличение давления под пластиной A ; при этом возникает компенсирующая сила, действующая на стержень снизу вверх. Равновесие достигается тогда, когда давление под пластиной A точно компенсирует силу F_x . Теперь энергия поступает от воздушного насоса (от воздухозаборника P_N). Следовательно, здесь компенсация происходит автоматически.

Заметим, что показанный на рисунке способ определения давления αP_N с помощью манометра, представляет собой, фактически, применение метода отклонений.

Для компенсационного метода существенно использование двух отдельных источников энергии, таких как V_x и V_N в схеме на рис. 2.7(а). Недостаток этого метода заключается в том, что при наличии у одного из источников дрейфа точная компенсация становится невозможной.

Компенсацией можно воспользоваться для подавления возмущающих воздействий. В электронном дифференциальном усилителе на паре биполяр-

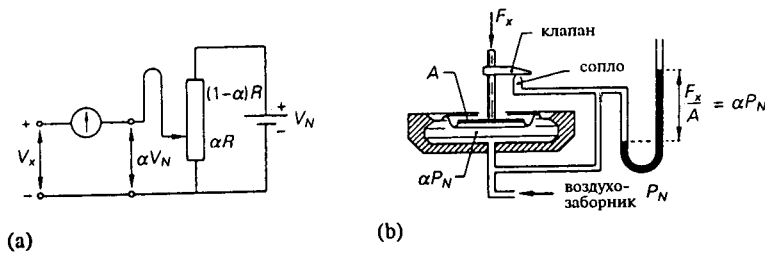


Рис. 2.7. Электрический (а) и механический (б) примеры применения компенсационного метода.

ных транзисторов (с общим генератором стабильного тока в цепи эмиттеров) компенсация уменьшает влияние температурных изменений: напряжение база-эмиттер одного транзистора, приблизительно равное 650 мВ, имеет температурный коэффициент $-2,5 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$, тогда как для напряжения смещения дифференциального усилителя, являющегося величиной порядка 1 мВ, значение этого коэффициента составляет $\pm 2 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$.

NB: Компенсационным методом можно воспользоваться также при проведении измерений по разностному и нулевому методам. В случае разностного метода компенсация осуществляется лишь частично, а при применении нулевого метода — полностью.

В *мостовом методе* используется мостовая схема. Это схема с двумя парами выводов, собранная из элементов, обладающих теми или иными значениями полных сопротивлений (импедансов); её отличительный признак заключается в том, что коэффициент передачи от одной пары выводов к другой равен нулю при определенных значениях импедансов (причем в случае, когда ни один из импедансов не равен нулю). Условие, которому должны удовлетворять импедансы, когда коэффициент передачи равен нулю, называется *нулевым условием* или *условием равновесия*. Чтобы подстроить схему в состояние равновесия, к одной паре выводов подключают источник питания, а к другой — индикатор нуля. Можно показать, что состояние равновесия не зависит ни от мощности, потребляемой от источника питания, ни от полного внутреннего сопротивления схемы, ни от импеданса нуль-детектора. Как видно из рис. 2.8, мостовой метод представляет собой, по существу, применение компенсационного метода с использованием всего лишь одного источника энергии.

Мостовую схему из четырех резисторов в 1833 году придумал Кристи (S.H. Christie). Однако называют эту конструкцию по имени сэра Чарльза Уитстона (Wheatstone), который в 1843 году первым воспользовался ею для измерения сопротивления. Первоначально «мостом» называли индикатор нуля, так как он соединяет между собой левую и правую ветви схемы. Однако позднее это название было перенесено на всю схему в целом и на метод измерения с её помощью.

Помимо использования для определения *электрических* импедансов, мо-

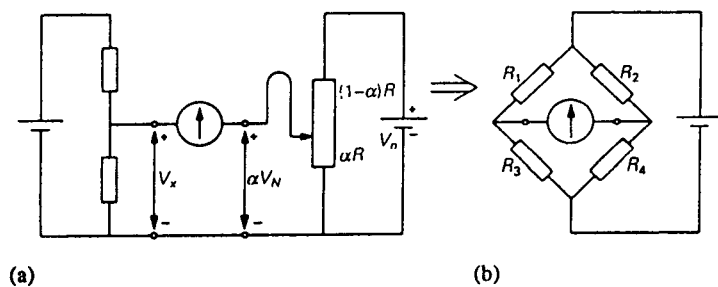


Рис. 2.8. Переход от схемы компенсации напряжения (а) к мосту Уитстона (b).

стовой метод может быть также полезен при измерении других импедансов, таких как тепловые, гидравлические, акустические и т. д.

Термин «импеданс» можно обобщить таким образом, чтобы применять его не только к электрическим схемам, но и к другим. Справедливы следующие определения импедансов \bar{Z} , соответственно:

в механических системах:

для поступательного движения

$$\bar{Z} = \bar{F}/\bar{v}$$

для вращательного движения

$$\bar{Z} = \bar{M}/\omega$$

в тепловых системах:

$$\bar{Z} = \Delta T/I_h$$

в пневматических и акустических системах:

$$\bar{Z} = \Delta p/I_v$$

в электромагнитных системах:

$$\bar{Z} = E/H$$

В этих выражениях

\bar{Z} - обобщенный комплексный импеданс,

F - сила,

M - момент,

ω - угловая скорость,

ΔT - разность температур,

I_h - тепловой поток,

Δp - разность давлений,

I_v - объемный расход,

E - напряженность электрического поля,

H - напряженность магнитного поля.

Метод аналогий

В этом методе используется модель объекта, от которой мы хотим получить измерительную информацию. Измерения, выполненные на модели, обеспечивают нас сведениями о неизвестном объекте в той мере, в какой модель соответствует объекту в наиболее существенных моментах. Этим методом аналогий пользуются чаще всего в тех случаях, когда измерения на самом объекте невозможны, исключительно трудны, требуют большого времени или дороги.

Один класс используемых моделей — это *математические модели*. В этом

случае модель описывается теми же самыми математическими соотношениями, что и действительный объект. Например, механические весы с плечами разной длины можно рассматривать как модель электрической мостовой схемы из резисторов (мост Уитстона). Пусть длины плеч равны l_1 и l_2 , массы грузов на чашках весов — m_1 и m_2 , а ускорение силы тяжести — g ; тогда равновесие достигается при $m_1 l_1 g = m_2 l_2 g$. Условие равновесия не зависит от g , так как g можно сократить в обеих частях равенства. Ускорение силы тяжести играет в модели роль «источника энергии», а стрелка весов служит нуль-детектором.

Другой класс моделей образуют *масштабные модели*, представляющие собой линейно увеличенные или уменьшенные копии измеряемого объекта. Этот тип моделей часто используется, например, при изучении акустики больших залов и т. п.

Третий класс состоит из моделей, являющихся результатом *нелинейного масштабирования*. Увеличение или уменьшение производятся таким образом, что в модель переносятся без искажения только определенные свойства объекта. Примерами таких моделей, строящихся на основе *критерия качества*, являются ирригационные модели и модели для испытаний в аэродинамической трубе.

Важным случаем применения метода аналогий является аналоговая ЭВМ, где условия физической задачи моделируются с помощью электронных схем, процессы в которых подчиняются тем же самым математическим соотношениям.

Поскольку измерения на моделях или аналогах выполняются очень часто, мы обсудим вопрос о том, как именно реализуются математические аналоги систем из различных разделов физики.

Подобные системы, взятые из разных разделов физики, можно преобразовывать друг в друга таким образом, что математическое описание их поведения оказывается идентичным. Математическое описание такого аналога можно найти в обобщенной теории цепей. В дальнейшем мы ограничимся обсуждением одного аналога, который тесно связан с теорией измерений, то есть аналога, основанного на описании физической системы в терминах V - и I -величин. V -величина — это такая величина (сигнал), которую измеряют, подключая измерительную систему *параллельно* соответствующему элементу, то есть к двум выводам или контактам этого элемента. Другое название V -величины — «across quantity». I -величина измеряется путем включения измерительной системы *последовательно* с элементом, по которому измеряемая величина «протекает». Другое название I -величины — «through quantity». В каждом отдельно взятом разделе физики V -величины и I -величины выбираются таким образом, чтобы произведение соответствующих V - и I -величин равнялось *мгновенной мощности*, переносимой этими величинами. Если предположить, что V - и I -величины комплексны, как это имеет место в теории электрических цепей, то (для линейных систем) отношение соответствующих V - и I -величин представляет собой *импеданс* элемента, к которому приложена величина \bar{V} и по которому течет величина \bar{I} . Примерами V -величин являются разность электрических потенциалов V , скорость v , угловая скорость ω , разность температур ΔT и разность давлений Δp , а приме-

рами I -величин — электрический ток I , сила F , момент M , поток тепла I_h и объемный расход I_v .

В тепловых системах принцип обобщенных величин необходимо применять с осторожностью. Произведение ΔT и I_w не может быть мгновенной мощностью, так как уже сама физическая размерность потока тепла I_w — ватт. Кроме того, не существует таких элементов, как тепловая катушка индуктивности, а тепловой резистор не рассеивает энергию. В приложении А.4 перечислены V - и I -величины и соответствующие импедансы для ряда областей.

Достоинство именно этого метода обобщения физических систем путем введения V - и I -величин заключается в том, что конфигурация самой системы, применительно к самым различным системам, остается незатронутой. Поэтому элементы таких систем могут быть взаимозаменяемыми. Например, электрическая емкость C соответствует массе m в механической системе с поступательным движением, или моменту инерции J в механической системе с вращательным движением (см. приложение А.4). Эту аналогию между физическими системами иногда называют аналогией «масса — емкость». Недостаток этой аналогии состоит в том, что импеданс для механической системы оказывается обратной величиной по отношению к тому импедансу, который, по традиции, вводится в машиностроении (на основе других аналогий, см. табл. А.5).

Метод повторений

Согласно этому методу проводится несколько измерений одной и той же неизвестной величины, причем процедура измерений каждый раз выбирается другой. Самые фундаментальные физические константы измерены несколькими различными способами; это позволяет предотвратить возможность проявления одних и тех же (систематических) ошибок, характерных для того или иного типа измерений. Другие (правильно примененные) методы измерений будут приводить к сходным результатам, но ошибки измерений окажутся независимыми, и это станет свидетельством надежности измерения.

Метод перечисления

Этот метод заключается в определении отношения двух величин (известной и неизвестной) путем *подсчета*. Подсчитывать можно только объекты, структуры и события. Физические величины заданной физической размерности должны быть *измерены*. При измерении допускаются ошибки, при подсчете их нет (в предположении, что вы не сбиваетесь со счета). Метод перечисления применяется, например, для измерения частоты. Частота периодического сигнала измеряется путем простого подсчета числа периодов, попадающих в точно отмеренный интервал времени. Метод перечисления важен также в аналого-цифровом преобразовании (см. раздел 3.3.6). Однако иногда

легче перейти от перечисления к измерению; например, для определения числа шурупов в упаковке проще взвесить их, чем пересчитать.

Стратегии измерений

В дополнение к рассмотренным выше методам измерений мы обсудим теперь несколько широко распространенных *стратегий измерения*. В самом деле, не всегда представляется возможным измерить желаемую физическую величину непосредственно. Это происходит, например, в том случае, когда интересующая нас величина флуктуирует быстрее, нежели может отслеживать измерительная система, и надлежащую информацию получить не удастся; частотный спектр измеряемого сигнала в этом случае шире полосы пропускания измерительной системы. Возможно также и обратное: полоса пропускания измерительной системы может значительно превосходить ширину спектра сигнала и тогда измерительная система используется не оптимально. В первом из упомянутых случаев *когерентное взятие выборок* дает нам возможность измерять сигналы с широким частотным спектром при помощи узкополосной измерительной системы. Во втором случае *мультиплексирование* нескольких измеряемых сигналов позволяет более рационально применять данную измерительную систему.

1 Когерентные выборки

Эта стратегия измерений дает нам возможность обрабатывать измерительный сигнал с шириной спектра F , значительно большей, чем ширина полосы B измерительной системы, при условии, что сигнал является периодическим. Беря отсчеты значений измеряемого сигнала с интервалом, немного превосходящим n периодов сигнала (n — целое число), можно запомнить форму сигнала и получить верное представление о нем. Если интервал между выборками обозначить $nT + \delta$, где T — период измеряемого сигнала, то период восстановленного (по этим отсчетам) сигнала будет равен $(nT + \delta)T / \delta$. Это означает уменьшение частоты в $\delta / (nT + \delta)$ раз. Рис. 2.9 служит иллюстрацией этого принципа. Число пропускаемых периодов n и отношение T / δ (число выборок на период восстановленного сигнала) выбираются таким образом, чтобы частотный спектр восстановленного сигнала, представляющего собой огибающую пиковых значений, был уже полосы пропускания измерительной системы, применяемой для обработки исходного сигнала, из которого берутся выборки. Такого рода взятие выборок осуществляется при стробоскопических измерениях и в стробоскопических осциллографах. Например, на экране стробоскопического осциллографа с полосой пропускания 20 кГц можно воспроизводить (периодические) электрические сигналы с частотой до 15 ГГц (см. параграф 4.4).

2 Случайные выборки

Как следует из предыдущего обсуждения, при когерентном взятии выборок требуется выполнение определенных условий, гарантирующих, что отсчеты (с номерами 1, 2, 3, на рис. 2.9) будут производиться точно в нужные моменты времени. Однако в случае, когда нас интересует только информация о величине, а не форма сигнала, выборки можно брать в произвольные моменты времени, то есть достаточны случайные выборки. Так можно определить, например, среднеквадратическое значение сигнала с широкополосным спектром. При этом сигнал не должен быть периодическим. Другой пример — нахождение функции распределения по величине наблюдаемого сигнала. Можно и в более общем случае утверждать, что случайный характер выборок не оказывает влияния на статистические параметры, относящиеся к величине сигнала (среднее, среднеквадратичное отклонение, эксцесс и т. д.). Иногда «случайное» взятие выборок осуществляют, беря выборки с определенной частотой, никак не связанной с наблюдаемым сигналом. Однако при этом может наступить корреляция между сигналом и процедурой взятия выборок и поэтому сведения о величине сигнала, получаемые из выборок, могут содержать ошибки. Чтобы избежать этих ошибок, частоту выборок качают в определенных пределах. При случайном взятии выборок полоса пропускания B измерительной системы также может быть меньше ширины спектра F измеряемого сигнала.

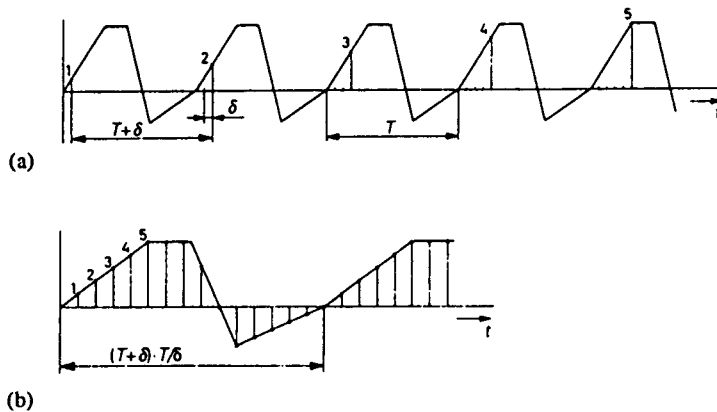


Рис. 2.9. Когерентное взятие выборок для сигнала с основной частотой $f_0 = 1 / T$, показанного на рис. (а). Интервал между выборками выбран равным $T + \delta$ (так, что $n=1$). На нижнем графике показан восстановленный по выборкам сигнал с частотой $f_s = f_0 \delta / (T + \delta)$. Если $\delta \ll T$, то такой сигнал можно обрабатывать измерительной системой с полосой $B \ll f_0$.

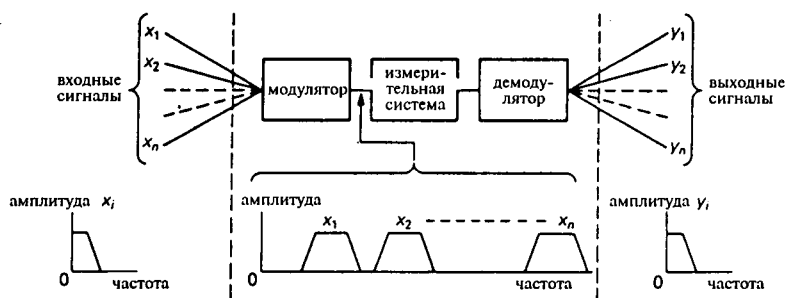
3 Мультиплексирование

Применение этой стратегии при измерениях позволяет одновременно (при частотном мультиплексировании) или последовательно (при временном мультиплексировании) обрабатывать несколько сигналов. Этим методом можно воспользоваться, когда полоса B измерительной системы много больше ширины частотного спектра F измеряемых сигналов. На рис. 2.10 в качестве иллюстрации показано, как можно воспользоваться *временным мультиплексированием*, например, при очистке нефти. Аналоговые входные сигналы поступают из различных точек очистительной установки, где, скажем, измеряются температура, давление и расход нефти. Эти сигналы меняются столь медленно, что быстрая система измерений и управления может поочередно обрабатывать много таких сигналов и выдавать результат их обработки по не меньшему числу выходов (см. рис. 2.10). В разделе 4.5.7 мы вернемся к измерительным системам такого рода.



Рис. 2.10.

При частотном мультиплексировании узкополосный измеряемый сигнал посредством модуляции сдвигается в другой диапазон частот. Это осуществляется таким образом, чтобы спектры нескольких преобразуемых измеряемых сигналов занимали соседние интервалы частот без перекрытия. На выходе измерительной системы необходим демодулятор, чтобы восстановить каждый сигнал в его исходной полосе частот. Пример применения этого метода изображен на рис. 2.11. Этот принцип часто используют в телеметрии (то есть при передаче результатов измерений на расстояние) и в телефонии.

Рис. 2.11. Частотное мультиплексирование ($F \ll B$).

2.3 Теория ошибок

К сожалению, каждое измерение сопровождается ошибками, то есть всегда существует различие между результатом измерения и истинным значением измеряемой физической величины. Значение ошибки никогда нельзя узнать точно; его можно только оценить. Результат измерения может быть правильным только в определенной степени, поэтому информация об измерении оказывается осмысленной только в том случае, когда одновременно с результатом измерения имеются сведения об ошибке измерения. Результат измерения, не сопровождаемый указанием интервала значения ошибки, не содержит никакой информации! В приложении А.2 рассмотрены общепринятые соглашения о форме представления результатов измерения. При этом величина ошибки может *казаться* скрытой.

2.3.1 Ошибки измерения

Погрешность измерения можно отнести к одной из двух категорий: *неправильность в действиях* и *ошибка измерения*. Неправильность в действиях возникает из-за промаха оператора, действия которого не согласуются с правильной процедурой измерения; примерами таких промахов являются считывание показаний по неправильной шкале, неправильная настройка, перегрузка и т. д. Мы не будем далее рассматривать такого рода грубые промахи, поскольку их можно полностью избежать, выполняя измерения аккуратно. Ошибки измерения, в свою очередь, могут быть двух типов: *систематические ошибки* и *случайные ошибки*. На практике ошибки обоих типов присутствуют одновременно, но мы в дальнейшем обсудим их порознь.

Систематические ошибки

Когда мы несколько раз измеряем какую-то определенную физическую величину с помощью одной и той же измерительной системы, поддерживая условия измерения неизменными, мы сталкиваемся с наличием ошибок, значение которых раз от раза остается одинаковым. Эти ошибки называются систематическими. Примерами таких ошибок служат ошибки вследствие нагружающего действия или рассогласования, вызываемых влиянием измерительной системы на объект испытаний. Другой пример — это ошибки, обусловленные неточным знанием передаточных характеристик системы; это — системные ошибки.

Возникновение систематических ошибок можно проследить, тщательно анализируя весь измерительный тракт от измеряемого объекта до наблюдателя через измерительную систему. Другой путь выявления таких систематических ошибок состоит в проведении измерения по совершенно другому принципу и с помощью другой аппаратуры (см. параграф 2.2, метод повторений). Часто ошибки такого рода можно минимизировать посредством ак-

куратной калибровки всего измерительного тракта. В случае, когда основной механизм, вызывающий ошибки, известен, для уменьшения ошибки можно принять во внимание тот или иной корректирующий фактор.

На рис. 2.12 приведен пример возникновения систематической ошибки из-за того, что объект измерения оказывается нагруженным. Мы хотим измерить разность температур V_s (разность температур является V -величиной). Внутреннее тепловое сопротивление объекта равно R_s , а соответствующее сопротивление измерительной системы — R_i . Измерительная система определяет, что температура на ее входе равна V_p , но это не есть температура самого объекта. На самом деле, $V_s = \alpha V_p$, где $\alpha = (R_s + R_i) / R_i$. Поэтому измеренная температура должна быть скорректирована путем умножения на α .

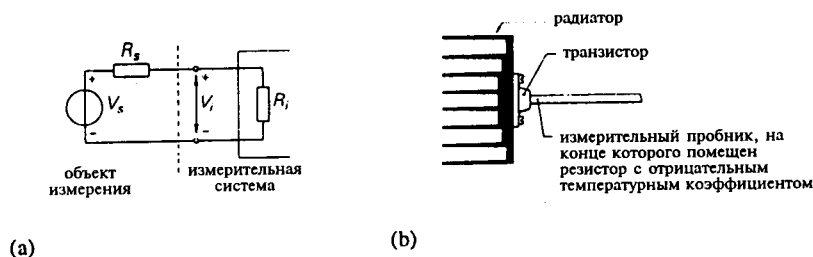


Рис. 2.12. Коррекция систематической ошибки из-за нагружающего действия или расстройки. (а) Схемная аналогия измерения температуры. (б) Измерение температуры мощного транзистора.

В конструкции, изображенной на рис. 2.12(б), R_i равно тепловому сопротивлению измерительного пробника при температуре окружающей среды. Если кончик пробника не ровный или не заделан заподлицо в корпус транзистора, то возникает дополнительное сопротивление на пути передачи тепла (включенное последовательно со входом измерительной системы, показанной на рис. 2.12(а)). Зная размеры и материал, из которого изготовлены отдельные элементы конструкции, можно оценить R_i и R_s . Например, измерительный пробник диаметром 2 мм и длиной 3 см может быть изготовлен из нержавеющей стали с тепловым удельным сопротивлением $r = 10 \times 10^{-2}$ К·м/Вт, ($R_s \approx 9,5 \times 10^2$ К / Вт), а корпус транзистора — из алюминия $r = 4,9 \times 10^{-3}$ К·м/Вт ($R_i \approx 1,2$ К / Вт).

С самого начала, сразу после того, как измерительный пробник поднесен к транзистору, должна «зарядиться» тепловая емкость пробника. Наблюдаемая температура будет при этом ниже ее окончательного значения. В рассмотренном нами случае речь идет об «установившемся режиме», который наступает спустя продолжительное (теоретически бесконечное) время после того, как мы пробником коснулись транзистора.

Случайные ошибки

Случайными являются такие ошибки, которые меняются непредсказуемо от одного измерения к другому при определении одной и той же физической величины с помощью одной и той же аппаратуры при неизменных условиях. Обычно они бывают обусловлены большим числом факторов, которые влияют на результат измерения независимо. Мы не можем скорректировать случайные ошибки, так как нам неизвестны их причины и следствием их являются случайные (непредсказуемые) колебания результата измерения. Примерами случайных ошибок служат ошибки наблюдателя при считывании показаний прибора с аналоговой шкалой (такого, как термометр), ошибки регулировки или выравнивания при установке нуля или при настройке измерительного прибора (например, при балансировке моста), а также ошибки округления. Все, о чем мы можем говорить, имея дело со случайными ошибками, это *вероятность* того, что ошибка будет той или иной величины. К счастью, *теория вероятностей* и статистика дают нам возможность делать определенные утверждения при наличии случайных ошибок. Можно считать, что как систематические, так и случайные ошибки вызываются сигналом помехи, накладывающимся на тот истинный сигнал, который должен быть измерен. В отношении случайных ошибок сигнал помехи флуктуирует, тогда как в отношении систематических ошибок этот сигнал является константой с неизвестным значением. Первый из этих сигналов должен быть описан в вероятностных терминах, а второй — на языке детерминированных величин. К сожалению, как раз этот детерминистский характер делает задачу обнаружения систематических ошибок более трудной.

Влияние случайных ошибок в каждом частном случае можно уменьшить, осуществляя измерения несколько раз и принимая в качестве конечного результата среднее значение результатов отдельных измерений. Очевидно, что это возможно только тогда, когда измеряемая величина не изменяется на протяжении всех этих измерений. В такой ситуации исключительно важно выполнять измерения быстро. Вычисление среднего никак не влияет на систематическую ошибку, которая остается неизменной. *Среднее* значение \bar{x} результатов n измерений x_i ($i = 1, \dots, n$) имеет вид:

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i .$$

Среднее \bar{x} представляет собой лучшую возможную оценку значения x постоянной физической величины по n результатам измерения (по n выборкам, x_i , $i = (1, \dots, n)$), подверженным действию случайных ошибок. Такой вывод можно сделать из того факта, что

$$\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x}) = 0 .$$

Таким образом, сумма всех отклонений $x_i - \bar{x}$ равна нулю. Кроме того, величина

$$\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2$$

минимальна. Другими словами, минимальными являются рассеяние \bar{x} или разброс выборочных значений x_i относительно среднего \bar{x} , что можно показать простой подстановкой.

Мерой рассеяния x в окрестности среднего \bar{x} (которая служит также мерой сконцентрированности распределения) является дисперсия σ_x^2 , равная, по определению,

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2.$$

Обычно указывается квадратный корень из дисперсии; эта величина называется *среднеквадратическим отклонением* σ_x . Выборки x_i , $i = (1, n)$, полученные в отдельных измерениях величины x при наличии случайных ошибок, можно представить на диаграмме в виде столбцов. Чтобы построить такую диаграмму, нам следует разбить диапазон всех возможных значений x (x_{\min} , x_{\max}), включающий все выборки x_i , полученные в измерениях, на небольшие интервалы ширины Δx , а затем отложить число выборок $N(x)$, попавших в эти небольшие интервалы ($x, x + \Delta x$), как функцию от x (см. рис. 2.13). Обычно размер мелких интервалов выбирается по правилу

$$\Delta x = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{\sqrt{n}}.$$

Если $n < 25$, то лучше определить значение Δx по правилу Старджеса (Sturges' rule):

$$\Delta x = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{1 + 3,3 \log n}.$$

Если ширину интервала Δx выбрать слишком малой, то «огibaющая» диаграммы будет сильно изрезанной. При слишком большом значении Δx «огibaющая» оказывается квантованной слишком грубо и форма распределения проступает не так явно.

Можно построить нормализованную диаграмму, откладывая $N(x) / n$, а не $N(x)$. Тогда по вертикали указывается относительное число измерений,

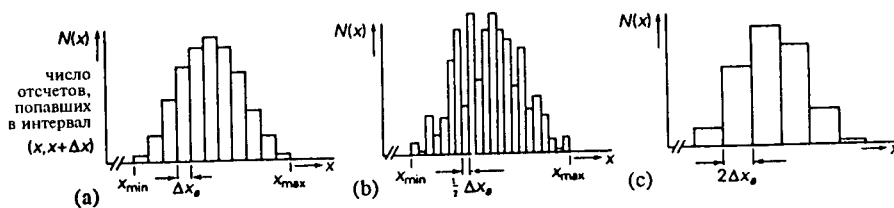


Рис. 2.13. Гистограммы: (а) при правильном выборе ширины интервалов Δx , на которые разбивается весь диапазон возможных значений x ; (б) при слишком малых значениях Δx ; (в) при слишком больших значениях Δx .

результаты которых лежат в данном интервале. В этом случае можно утверждать, что теперь по оси ординат отложена *вероятность* попадания результата измерения в данный интервал. Кроме того, можно произвести нормализацию также и по ширине интервала Δx , откладывая $N(x) / n\Delta x$ вместо $N(x) / n$. Диаграмму, получающуюся в результате нормализации, обычно называют *гистограммой*.

Если число выборок n растет, а диапазон $x_{\max} - x_{\min}$ остается в ограниченных пределах, как это бывает на практике при измерении всех физических величин, то число интервалов, на которые разбивается этот диапазон, и число столбцов в гистограмме, увеличиваются, тогда как ширина одного интервала Δx уменьшается. При $n \rightarrow \infty$ огибающая гистограммы переходит в гладкую кривую. Такая (дважды) нормализованная гистограмма носит название *плотности распределения вероятностей* $f(x)$. По определению,

$$f(x) = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{1}{n} \frac{N(x)}{\Delta x}.$$

Это соотношение можно также записать в виде:

$$f(x) dx = \frac{N(x)}{n}.$$

Это означает, что $f(x)dx$ есть вероятность того, что значение выборки попадает в интервал между x и $x + dx$; отсюда и следует название: *плотность распределения вероятности*. Из последнего равенства следует, что

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(x) dx = 1.$$

Интеграл в этом выражении представляет собой сумму всех вероятностей $f(x)dx$. Он равен вероятности того, что очередная выборка попадет в первый интервал ширины dx , или во второй, или в третий и т. д. Так как результат измерения должен принадлежать одному из этих интервалов, сумма должна равняться 1. Последнее соотношение показывает, что единице равна площадь под плотностью распределения вероятностей (что и достигается, главным образом, путем двукратной нормализации). Зная плотность распределения вероятностей, (см., например, рис. 2.14), легко найти вероятность того, что результат очередного измерения x окажется меньше определенного значения a . Обозначая эту вероятность $P(x < a)$, получим:

$$P(x < a) = \int_{-\infty}^a f(x) dx.$$

Эта величина в точности равна площади под $f(x)$ слева от линии $x = a$ (см. рис. 2.14).

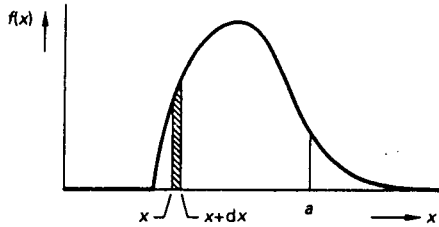


Рис. 2.14. Плотность распределения вероятностей.

Точно так же при заданной плотности распределения $f(x)$ можно найти среднее \bar{x} набора выборочных значений x_i :

$$\bar{x} = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i = \int_{-\infty}^{\infty} x f(x) dx.$$

Дисперсию можно представить в виде:

$$\sigma_x^2 = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (x - \bar{x})^2 f(x) dx.$$

Отметим еще раз, что среднеквадратическое отклонение — это квадратный корень из дисперсии:

$$\sigma_x = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} (x - \bar{x})^2 f(x) dx}.$$

Если ошибки, содержащиеся в результатах измерений, обусловлены большим числом взаимно независимых событий, то можно доказать, что они распределены по вполне определенному закону: в этом случае распределение вероятностей является *нормальным* или *гауссовым*. Доказательство содержится в центральной предельной теореме теории вероятностей. Общепринято считать, что случайные ошибки измерения имеют нормальное распределение, хотя во многих случаях это не так.

Плотность вероятности нормального распределения имеет вид:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(x - \bar{x})^2}{2\sigma^2}\right\};$$

график такого распределения показан на рис. 2.15(a). Вероятности того, что $x < \bar{x} - a$ или $x > \bar{x} + a$, выражаются следующими интегралами, соответственно:

$$\int_{-\infty}^{\bar{x}-a} f(x) dx$$

и

$$\int_{\bar{x}+a}^{\infty} f(x) dx ;$$

эти интегралы нельзя представить с помощью элементарных функций.

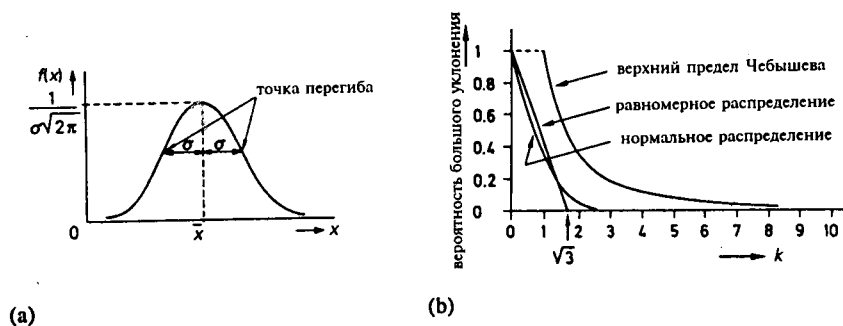


Рис. 2.15. (а) Нормальное или гауссово распределение. (б) Вероятность отклонения результата измерения от среднего значения \bar{x} более, чем на $k\sigma$.

Примеры найденных численно приближенных значений этих интегралов представлены в табл. 2.1.

Табл. 2.1. Вероятность того, что результат измерения x , имеющий гауссово распределение со средним значением \bar{x} и среднеквадратическим отклонением σ , лежит вне интервалов шириной 1σ , 2σ и 3σ с центром в точке \bar{x} .

x находится вне интервала	Вероятность
$(\bar{x} - \sigma, \bar{x} + \sigma)$	0,32
$(\bar{x} - 2\sigma, \bar{x} + 2\sigma)$	0,045
$(\bar{x} - 3\sigma, \bar{x} + 3\sigma)$	0,0026

Когда измерения подвержены действию случайных ошибок, нельзя указать конечный интервал в окрестности результата измерения, про который можно было бы с абсолютной уверенностью утверждать, что он содержит истинное значение измеряемой величины. Поэтому выражение «максимально возможная ошибка» применимо только к систематическим ошибкам. Но даже с учетом этого результаты измерений часто сопровождаются указанием интервала ошибки. Однако при этом существует ненулевая вероятность того, что истинное значение лежит вне этого интервала; это — «вероятность большого отклонения». Эта вероятность, очевидно, зависит от ширины интервала ошибки и от размытости плотности распределения вероятностей.

Она растет по мере того, как интервал ошибки становится более узким, а плотность распределения расплывается. Можно, однако, найти верхний предел для этой вероятности. Этот верхний предел не зависит от формы плотности распределения вероятностей и справедлив для любых результатов измерений, подверженных действию случайных ошибок с заданным (конечным) средним значением \bar{x} и среднеквадратичным отклонением σ . Он устанавливается неравенством Чебышева-Бьенэме:

$$P\{|x - \bar{x}| \geq k\sigma\} \leq \frac{1}{k^2}$$

(k действительно и $k > 0$).

Это неравенство утверждает, что существует верхний предел $1/k^2$ для вероятности того, что результат измерения x при наличии случайных ошибок отклонится от среднего значения \bar{x} более, чем на величину $k\sigma$. При $0 < k \leq 1$ неравенство оказывается тривиальным.

Чтобы доказать это неравенство, вспомним выражение для дисперсии:

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} (x - \bar{x})^2 f(x) dx \\ \sigma^2 &\geq \int_{-\infty}^{\bar{x} - k\sigma} (x - \bar{x})^2 f(x) dx + \int_{\bar{x} + k\sigma}^{\infty} (x - \bar{x})^2 f(x) dx \\ &\quad (k \geq 0). \end{aligned}$$

Последнее неравенство с очевидностью следует из того, что

$$\int_{\bar{x} - k\sigma}^{\bar{x} + k\sigma} (x - \bar{x})^2 f(x) dx \geq 0$$

при $k \geq 0$.

Но $(x - \bar{x})^2 \geq k^2\sigma^2$ при $x \leq \bar{x} - k\sigma$ и $x \geq \bar{x} + k\sigma$. Следовательно, множитель $(x - \bar{x})^2$ в подинтегральных выражениях можно заменить меньшим значением $k^2\sigma^2$, и поэтому

$$\sigma^2 \geq k^2\sigma^2 \left\{ \int_{-\infty}^{\bar{x} - k\sigma} f(x) dx + \int_{\bar{x} + k\sigma}^{\infty} f(x) dx \right\}.$$

Правая часть в последнем неравенстве точно равна

$$\begin{aligned} k^2\sigma^2 P\{|x - \bar{x}| \geq k\sigma\} \\ (k \geq 0). \end{aligned}$$

Таким образом, при $k > 0$ имеем

$$P\{|x - \bar{x}| \geq k\sigma\} \leq \frac{1}{k^2},$$

что и требовалось доказать.

На рис. 2.15(b) верхний предел для вероятности того, что x выйдет за пределы интервала $(\bar{x} - k\sigma, \bar{x} + k\sigma)$, показан как функция k . Если плотность распределения $f(x)$ известна, то вероятность выхода x за границы указанного интервала можно вычислить следующим образом, не используя приведенную выше оценку сверху, поскольку неравенство Чебышева-Бьенэме всегда дает пессимистический прогноз в отношении верхнего предела.

Разложим левую часть в неравенстве Чебышева-Бьенэме на два слагаемых:

$$P\{|x - \bar{x}| \geq k\sigma\} = \int_{-\infty}^{\bar{x} - k\sigma} f(x) dx + \int_{\bar{x} + k\sigma}^{\infty} f(x) dx.$$

Сумму в правой части можно переписать в виде:

$$1 - \int_{\bar{x} - k\sigma}^{\bar{x} + k\sigma} f(x) dx, \text{ так как } \int_{-\infty}^{\infty} f(x) dx = 1.$$

При равномерном распределении плотность вероятностей равна

$$f(x) = \frac{1}{b - a}$$

при $a \leq x \leq b$ $f(x) = 0$
вне указанного интервала значений x .

Известно, что при такой плотности распределения вероятностей $\bar{x} = (a + b)/2$ и $\sigma = (b - a)/2\sqrt{3}$; вероятность большого отклонения равна $1 - k/\sqrt{3}$, что также изображено на рис. 2.15(b). Кроме того, на рис. 2.15(b) показана найденная по таблице вероятность большого отклонения в случае нормального распределения. Таким образом, зная плотность распределения вероятности, можно найти вероятность большого отклонения. Однако даже в том случае, когда распределение неизвестно, мы можем все же указать верхний предел. Например, при нормальном распределении вероятность того, что x будет отличаться от среднего более, чем на $2,56\sigma$ ($k = 2,56$), составит 1%. Когда мы не знаем плотность распределения вероятностей, все, что мы можем сделать, это принять значительно больший интервал ошибки; например, $\pm 10\sigma$ ($k = 10$). Это вызвано отсутствием информации о форме распределения случайных ошибок в рассматриваемой процедуре измерения.

Когда говорят «максимально возможная ошибка», обычно имеют в виду отклонение не более, чем на $\pm 3\sigma$, а это означает, что только в 0,28% случаев ошибка действительно больше данной величины. Вероятность, равная всего лишь 0,28%, достаточно мала, чтобы в большинстве случаев на такие события не обращать внимания, хотя, строго говоря, мы не можем для случайной ошибки сказать: «предельное значение». Кроме того, нужно иметь в виду следующее: если мы проводим ряд отдельных измерений со случайными ошибками в каждом из них и всякий раз допускаем наличие ошибки в пределах $\pm 3\sigma$, то неопределенность в конечном результате, опирающемся

на эти измерения, будет очень большой. В следующем разделе, посвященном распространению ошибок, мы объясним, почему дисперсия σ^2 является более полезной характеристикой случайных ошибок.

Иногда употребляют выражение «вероятная случайная ошибка». Под этим подразумевается ширина интервала, содержащего точно половину всех значений, полученных при измерении. Для случайных ошибок с нормальным распределением эта величина равна $\pm 0,67\sigma$.

Рис. 2.16 служит иллюстрацией для случая, когда результаты измерений (выборки) содержат как случайные, так и систематические ошибки. Здесь случайные ошибки распределены по нормальному закону. Истинное значение измеряемой величины равно a . Систематическая ошибка вызывает сдвиг среднего значения выборок, которое равно b . Полная ошибка (при вероятности больших отклонений 0,14%) равна сумме систематической ошибки $a-b$ и «максимальной случайной ошибки». Этой полной ошибкой определяется погрешность измерения. Неопределенность результата измерения является мерой разброса между выборками, обусловленного только случайными ошибками. Чаще всего неопределенность соответствует интервалу шириной 3σ , размер которого зависит от плотности распределения вероятностей случайных ошибок. Строго говоря, неопределенность результата измерения задается интервалом, в пределах которого истинное значение измеряемой величины находится с заданной доверительной вероятностью.

Мерой степени согласия между результатами последовательно проводимых измерений одной и той же физической величины служит *повторяемость* измерений, при этом предполагается, что измерения производятся одним и тем же методом, на одной и той же аппаратуре, при одинаковых рабочих условиях и в течение короткого отрезка времени. Повторяемость определяется неопределенностью измерения. При малой неопределенности повторяемость оказывается высокой. *Воспроизводимость* результата измерения характеризует близость получаемых значений при повторных измерениях одной и той же величины, выполняемых при различных условиях и режимах работы, или растянутых на длительное время. Поскольку при этом могут вноситься различные систематические ошибки, в общем случае воспроизводимость хуже, чем повторяемость.



Рис. 2.16. Случайные и систематические ошибки.

2.3.2 *Распространение ошибок*

Часто конечный результат x последовательности измерений достигается путем выполнения математических операций над рядом измеренных по отдельности физических величин a, b, c, \dots , так что $x = f(a, b, c, \dots)$. Ошибки в a, b, c, \dots вносят, конечно, свой вклад в ошибку в x . Исследование чувствительности x к ошибкам в a, b, c, \dots называют *анализом чувствительности к ошибкам* или *анализом распространения ошибок*. Мы обсудим этот вопрос сначала по отношению к систематическим ошибкам, а затем рассмотрим случайные ошибки.

Систематические ошибки

Пусть a - результат отдельного измерения, а a_0 - истинное значение измеряемой физической величины; тогда *абсолютная ошибка* Δa , по определению, равна

$$\Delta a = a - a_0.$$

Относительная ошибка $\Delta a / a$ определяется соотношением:

$$\frac{\Delta a}{a} = \frac{a - a_0}{a}.$$

Если конечный результат x последовательности измерений задается функцией

$$x = f(a, b, c, \dots),$$

где a, b, c, \dots — значения физических величин с абсолютными ошибками $\Delta a, \Delta b, \Delta c, \dots$ соответственно, то абсолютная ошибка Δx конечного результата x равна

$$\Delta x = f(a, b, c, \dots) - f(a - \Delta a, b - \Delta b, c - \Delta c, \dots).$$

Принимая во внимание только второй член в разложении в ряд Тейлора и пренебрегая всеми членами более высокого порядка, мы можем выражение для Δx записать в виде:

$$\Delta x = \frac{\partial f(a, b, c, \dots)}{\partial a} \Delta a + \frac{\partial f(a, b, c, \dots)}{\partial b} \Delta b + \dots.$$

Это выражение справедливо при условии, что малыми являются абсолютные ошибки $\Delta a, \Delta b, \Delta c, \dots$ а также частные производные функции $f(a, b, c, \dots)$ высших порядков. Другими словами, должны быть малы кривизна функции $f(a, b, c, \dots)$ в точке (a, b, c, \dots) и принимаемая во внимание окрестность точки (a, b, c, \dots) (она определяется значениями $\Delta a, \Delta b, \Delta c, \dots$); важным является только наклон поверхности вблизи $f(a, b, c, \dots)$.

Действительные значения Δa , Δb , Δc , никогда не известны. Обычно результаты отдельных измерений бывают представлены в виде $a \pm \Delta a_{\max}$, $b \pm \Delta b_{\max}$, где Δa_{\max} , Δb_{\max} — максимальные возможные ошибки. В этом случае для максимальной возможной ошибки Δx_{\max} конечного результата справедливо равенство:

$$\Delta x_{\max} = \left| \frac{\partial f(a, b, c, \dots)}{\partial a} \right| \Delta a_{\max} + \left| \frac{\partial f(a, b, c, \dots)}{\partial b} \right| \Delta b_{\max} + \dots$$

Если вклады отдельных слагаемых в правой части этого соотношения равны, то такое измерение называют оптимальным. Обратите внимание: измерение оптимально с точки зрения относительного влияния всех источников ошибок порознь. Оптимальное измерение не обязательно обеспечивает наименьшую возможную полную ошибку. Последнее соотношение можно записать иначе, и тогда мы получим максимальную *относительную* ошибку:

$$\left| \frac{\Delta x_{\max}}{x} \right| = \left| \frac{\partial f}{\partial a} \frac{a}{f} \frac{\Delta a_{\max}}{a} \right| + \left| \frac{\partial f}{\partial b} \frac{b}{f} \frac{\Delta b_{\max}}{b} \right| + \dots$$

Вводя обозначения

$$\frac{\partial f}{\partial a} \frac{a}{f} = S_a^x, \quad \frac{\partial f}{\partial b} \frac{b}{f} = S_b^x$$

и т. д.,

имеем:

$$\left| \frac{\Delta x_{\max}}{x} \right| = |S_a^x| \cdot \left| \frac{\Delta a_{\max}}{a} \right| + |S_b^x| \cdot \left| \frac{\Delta b_{\max}}{b} \right| + \dots$$

Множители S_a^x, S_b^x, \dots называются *коэффициентами чувствительности* конечного результата x к относительным ошибкам в измеряемых величинах a, b, \dots .

Из определения коэффициента чувствительности можно вывести ряд правил, позволяющих значительно упростить вычисления при анализе чувствительности к ошибкам. Вот некоторые из этих правил:

$$\begin{aligned} 1. S_a^{x_1 x_2} &= S_a^{x_1} + S_a^{x_2} & 2. S_a^{x^n} &= n S_a^x & 3. S_a^x &= n^{-1} S_a^x \\ 4. S_a^{x^{-n}} &= -S_a^x & 5. S_a^{x^n} &= S_a^x & 6. S_a^x &= S_b^x S_a^b \end{aligned}$$

Коэффициенты чувствительности служат средством, с помощью которого легко проследить за распространением систематических ошибок при сложении результатов измерений, их перемножении, взятии их отношения и т. д. Если бы ошибки у всех измеряемых величин a, b, c, \dots были максимальны

и их знаки были такими, что они усугубляли бы влияние друг друга, то приведенные соотношения давали бы не максимальную возможную ошибку, а фактическую ошибку в x .

Случайные ошибки

Как мы видели, при наличии случайных ошибок фактически нельзя говорить о «максимальной возможной ошибке». Если продолжать измерения в течение достаточно длительного времени, то заведомо произойдут ошибки, превосходящие наибольшую ошибку из тех, которые имели место во всех предыдущих измерениях. Поэтому при анализе распространения случайных ошибок в последовательности измерений лучше пользоваться средними значениями \bar{a} и дисперсиями σ_a^2 результатов отдельных измерений. Предположим снова, что зависимость конечного результата x от ряда измеряемых по разнь физических величин a, b, c, \dots , имеет вид:

$$x = f(a, b, c, \dots).$$

Пусть нам известны также значения $\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}, \dots$ и $\sigma_a^2, \sigma_b^2, \sigma_c^2, \dots$, найденные по ряду выборочных значений каждой из величин a, b, c, \dots . Тогда

$$\bar{x} = f(\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}, \dots)$$

и

$$\sigma_x^2 = \left(\frac{\partial f}{\partial a} \right)_{(\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}, \dots)}^2 \sigma_a^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial b} \right)_{(\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}, \dots)}^2 \sigma_b^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial c} \right)_{(\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}, \dots)}^2 \sigma_c^2 + \dots$$

Эти два соотношения вместе образуют *гауссово правило распространения ошибок*. Это правило позволяет определить среднее значение \bar{x} и дисперсию σ_x^2 конечного результата x , являющегося функцией ряда независимых измеренных величин a, b, c, \dots , подверженных действию случайных ошибок.

Доказательство этого правила состоит в следующем. Малые отклонения da, db, dc, \dots вызывают отклонение dx в x , равное

$$dx = \left(\frac{\partial f}{\partial a} \right)_{(\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}, \dots)} da + \left(\frac{\partial f}{\partial b} \right)_{(\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}, \dots)} db + \left(\frac{\partial f}{\partial c} \right)_{(\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}, \dots)} dc + \dots$$

Мы снова пренебрегаем членами высших порядков в разложении в ряд Тейлора так же, как это делалось в случае систематических ошибок. Следовательно, последнее равенство справедливо только для малых отклонений и при малой кривизне функции $x = f(a, b, c, \dots)$ в точке $(\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}, \dots)$. Так как dx есть отклонение x от \bar{x} , дисперсия σ_x^2 равна среднему значению $(dx)^2$, которое мы обозначим как $\overline{(dx)^2}$.

Тогда σ_x^2 можно представить в виде:

$$\sigma_x^2 = \overline{(dx)^2} = \overline{\left(\frac{\partial f}{\partial a} da + \frac{\partial f}{\partial b} db + \dots \right)^2}.$$

Раскрытие скобок в правой части дает

$$\sigma_x^2 = \overline{\left(\frac{\partial f}{\partial a} \right)^2 (da)^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial b} \right)^2 (db)^2 + \dots + \frac{\partial f}{\partial a} \frac{\partial f}{\partial b} da db + \dots}$$

квадраты перекрестные произведения

Случайные ошибки da , db , dc , в общем случае некоррелированы, в результате чего перекрестные произведения одинаково часто являются положительными и отрицательными, причем положительные и отрицательные значения оказываются примерно одинаковыми по величине. В результате среднее значение суммы этих перекрестных произведений равно нулю:

$$\overline{\frac{\partial f}{\partial a} \frac{\partial f}{\partial b} da db + \dots} = 0.$$

Если ввести обозначения: $\overline{(da)^2} = \sigma_a^2$, $\overline{(db)^2} = \sigma_b^2, \dots$, то значение σ_x^2 можно записать как

$$\sigma_x^2 = \left(\frac{\partial f}{\partial a} \right)_{(\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}, \dots)}^2 \sigma_a^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial b} \right)_{(\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}, \dots)}^2 \sigma_b^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial c} \right)_{(\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}, \dots)}^2 \sigma_c^2 + \dots,$$

что и требовалось доказать.

Как следует из вывода гауссова правила распространения ошибок, вид плотности распределения вероятностей для отдельных результатов измерений a, b, c , не имеет значения. Поэтому данное правило приложимо также и к случайным ошибкам, распределение которых не является нормальным.

В качестве примера применим правило Гаусса в случае, когда конечный результат измерения равен среднему значению n отдельных результатов измерений a_i ($i = 1, \dots, n$):

$$x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n a_i.$$

Если обозначить среднее всех возможных наблюдений через \bar{a} , то

$$\bar{a} = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n a_i$$

и дисперсия σ_a^2 для каждого из наблюдений примет вид:

$$\sigma_a^2 = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (a_i - \bar{a})^2.$$

Применение правила Гаусса приводит к следующим выражениям для

среднего значения и для дисперсии конечного результата x :

$$\bar{x} = \bar{a}$$

и

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{n^2} n \sigma_a^2 = \frac{1}{n} \sigma_a^2$$

или

$$\sigma_x = \frac{\sigma_a}{\sqrt{n}}.$$

Последнее соотношение показывает, что при нахождении среднего от n отдельных результатов измерений (со случайными ошибками) одной и той же физической величины, достоверность результирующего измерения рассчитывается как корень от числа отдельных измерений.

2.3.3 Источники ошибок

Чтобы в возможно большей степени уменьшить ошибки измерений, полезно иметь некоторое представление об их источниках. Поэтому мы рассмотрим сейчас источники возможных ошибок на основе структурной схемы измерения, изображенной на рис. 2.17.

Согласно этой схеме, состоящей из объекта измерения, измерительной системы и наблюдателя, помещенных в определенную окружающую среду, объект и система взаимодействуют друг с другом; объект влияет на измерительную систему и *наоборот*, система оказывает воздействие на объект. Влияние объекта на систему желательно. Посредством его осуществляется перенос измерительной информации. Вторая из указанных составляющих взаимодействия нежелательна. Влияние на объект может быть такого рода и оказываться в такой степени, что измеряемая величина заметно изменяется. В этом состоит *ошибка обратного влияния*. Необходимо попытаться согласовать входной каскад измерительной системы (заштрихованный на рис. 2.17) с

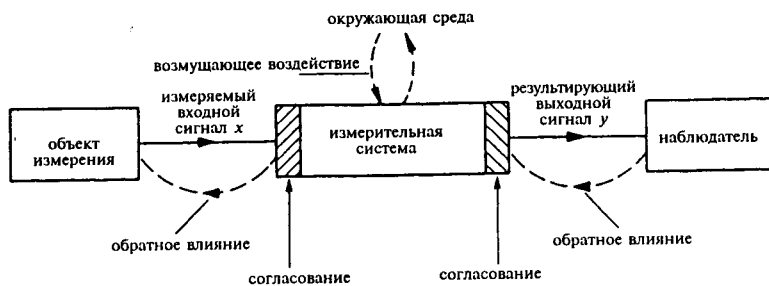


Рис. 2.17. Взаимодействия измерительной системы с исследуемым объектом, окружающей средой и наблюдателем.

объектом измерения таким образом, чтобы свести ошибку обратного влияния к минимуму. В разделе 2.3.3.1 разбирается вопрос об ошибках, возникающих в результате влияния измерительной системы на объект измерения. Там же рассматривается необходимое *согласование*, уменьшающее это влияние.

На рис. 2.17 показано также взаимодействие между выходом измерительной системы и наблюдателем. Выражение «наблюдатель» употреблено здесь в широком смысле слова, включающем не только регистрацию результатов измерения человеком. «Наблюдателем» может быть человек, но им может быть также и машина. Например, в случае, когда результат измерения используется для управления машиной или процессом, эта машина или этот процесс как раз и являются «наблюдателем». Снова, как и выше, взаимодействие измерительной системы и наблюдателя складывается из желательной и нежелательной составляющих. Воздействие измерительной системы на наблюдателя, то есть передача наблюдателю результата работы измерительной системы, очевидно, является желательным. Обратное влияние может приводить к ошибкам, если характер воздействия наблюдателя на измерительную систему и степень этого воздействия оказываются такими, что результат измерения меняется. Вот примеры ошибок такого рода: считывание показаний стрелочного прибора под углом, а не по направлению, перпендикулярному к шкале прибора, в результате чего возникает ошибка параллакса; нагружающее действие несогласованного (неодушевленного) наблюдателя на выходные каскады измерительной системы. Чтобы уменьшить *ошибки обратного влияния*, необходимо осуществить сопряжение выходного каскада измерительной системы с наблюдателем. Этот вопрос обсуждается в разделе 2.3.3.4.

Помимо двух рассмотренных взаимодействий измерительная система находится в двусторонней связи с окружающей средой. Когда характер и степень данного взаимодействия таковы, что окружающая среда существенно влияет на результат работы измерительной системы, это взаимодействие нежелательно, оно вызывает возмущения и помехи. Об этом источнике ошибок измерения говорят как о *возмущающем* или «мешающем» воздействии; о нем пойдет речь в разделе 2.3.3.3.

Наконец, четвертым источником ошибок измерения являются (несовершенные) характеристики самой измерительной системы. Если характеристики системы не соответствуют требованиям данного измерения, то они приводят к тому, что измерения оказываются неправильными. В разделе 2.3.3.2 рассмотрено несколько важных параметров, подбирая которые можно минимизировать ошибки измерения такого рода (*систематические ошибки*). К числу таких параметров относятся полоса пропускания, время отклика и т. д.

2.3.3.1 Обратное влияние на измеряемый объект: согласование

При самом акте измерения всегда в определенной степени оказывается воздействие на объект. Это может вызвать большее изменение измеряемой величины, чем то, на какое мы можем согласиться. Чтобы избежать этого,

необходимо согласовать измерительную систему с измеряемым объектом. Обычно бывает достаточно подстроить только входную часть (входной каскад) измерительной системы. В зависимости от ситуации различают согласование различного рода. Сейчас мы подробно рассмотрим только три типа такого согласования.

Анэнергетическое согласование

Целью анэнергетического согласования является сведение к минимуму передачи энергии или мощности между объектом измерения и измерительной системой. В результате согласования в процессе измерения никакая (сколь-ко-нибудь ощутимая) энергия не передается на измеряемый объект и не потребляется от него.

Рис. 2.18 иллюстрирует принцип анэнергетического согласования при измерении V -величины V_o . Результат действия измерительной системы пропорционален значению V_i , которое равно

$$V_i = V_o \frac{R_i}{R_i + R_o}.$$

Когда подключается измерительная система, (обобщенное) напряжение на выходных клеммах объекта уменьшается от значения V_o до величины V_i . В этом состоит нежелательное влияние измерительной системы. Если α — допустимая относительная погрешность при измерении V_o , то входное сопротивление R_i измерительной системы должно удовлетворять неравенству

$$R_i \geq \frac{R_o}{\alpha} - R_o \approx \frac{R_o}{\alpha}.$$

Отсюда следует, что для точного измерения V -величины необходимо, чтобы входное сопротивление измерительной системы было много больше, чем внутреннее сопротивление объекта измерений. В этом случае мощность, потребляемая от объекта, будет очень малой. Кроме того, эта мощность будет почти полностью рассеиваться на сопротивлении R_i измерительной сис-

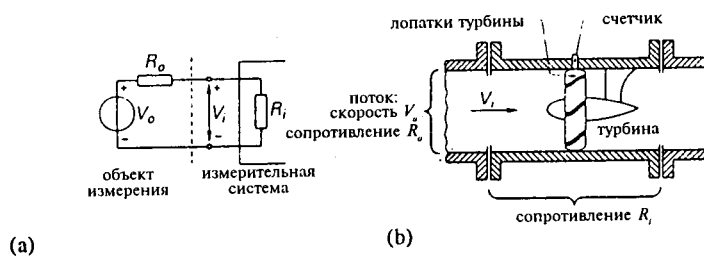


Рис. 2.18. Пример анэнергетического согласования при измерении V -величины: измерение вязкости потока с помощью турбинного расходомера. (а) Схематическая аналогия измерения потока. (б) Турбинный расходомер.

темы, а не на сопротивлении R_o объекта. Этого трудно достичь при измерении воздушного потока (см. рис. 2.18(b)), поскольку R_i должно становиться бесконечно большим. Тем не менее, пользуясь методом аналогий (см. приложение А.4), мы находим, что $R_i = 1 / D_i$, где D_i — вносимое турбиной затухание. Следовательно, значение затухания у турбины должно быть возможно меньшим.

Если измеряемый объект не может быть нагружен, мы должны попытаться осуществить анэнергетическое согласование. При измерении V -величины это означает, что входной импеданс измерительной системы должен быть много больше, чем выходной импеданс объекта. Если комплексный входной импеданс измерительной системы имеет (ненулевую) положительную действительную часть, то измерительная система всегда будет потреблять некоторую энергию. Если входной импеданс чисто мнимый, то в среднем система не потребляет энергии, но в отдельные моменты времени будет иметь место передача энергии в ту или иную сторону между объектом и измерительной системой. Примерами измерительных систем такого рода являются емкостной вольтметр и U -образный манометр.

Рассмотрим теперь пример анэнергетического согласования при измерении I -величины (см. рис. 2.19). Показания индикатора измерительной системы пропорциональны I :

$$I_i = I_o \frac{R_o}{R_o + R_i}.$$

Поскольку $R_i \neq 0$ имеет место неравенство: $I_i \neq I_o$. Пусть снова α — допустимая относительная погрешность, тогда

$$R_i \leq \alpha R_o.$$

Поэтому для точного измерения I -величины необходимо, чтобы входное сопротивление измерительной системы было значительно меньше, чем внутреннее сопротивление измеряемого объекта. Тогда мощность от объекта почти не потребляется, а то небольшое рассеяние мощности, которое все же имеется, происходит фактически полностью внутри измерительной системы (в сопротивлении R_i).

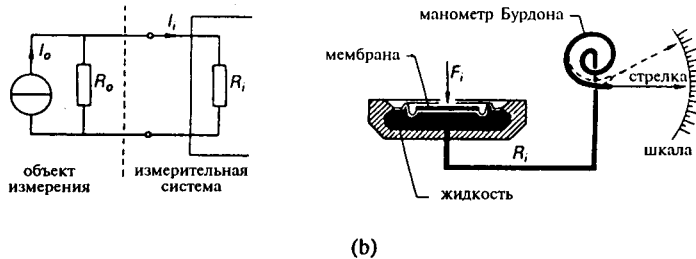


Рис. 2.19. Пример анэнергетического согласования при измерении I -величины: измерение механической силы с помощью манометра Бурдона. (а) Схемная аналогия измерения силы. (б) Мембранный измеритель силы.

На рис. 2.19(b) изображено измерение механической силы. Ради простоты, объект измерения здесь опущен: F_i — это сила, действующая на входе измерительной системы. Эта ситуация аналогична показанной на рис. 2.19(a), если R_o и R_i заменить двумя катушками индуктивности L_o и L_i . Объект измерения порождает (внутри себя) силу F_o , которая должна сжать пружину, имеющую жесткость $K_o = 1 / L_o$. Жесткость измерительной системы, определяемая коэффициентами жесткости манометра Бурдона и подвеса мембраны, пусть равна $K_i = 1 / L_i$. Ясно, что напряжение между клеммами в схеме на рис. 2.19(a) и скорость движения мембраны в конструкции на рис. 2.19(b) малы, когда $L_i \ll L_o$ или когда $K_i > K_o$. В этом случае система измерит силу F_p примерно равную F_o .

Таким образом, мы можем заключить, что и в общем случае при измерении I -величины хорошее анэнергетическое согласование достигается тогда, когда входной импеданс измерительной системы много меньше, чем внутренний импеданс измеряемого объекта. Если входной импеданс такой, как в примере на рис. 2.19(b), то средняя мощность, потребляемая от объекта, равна нулю, но мгновенные значения мощности не равны нулю. Поэтому соображения, высказанные выше в отношении V -величин, применимы также к этим измерениям. Другими примерами измерения I -величин являются электродинамический амперметр и силомер.

Внутренний импеданс Z_o объекта измерений можно вычислить, воспользовавшись теоремой Тевенина (см. рис. 2.20). Пусть V_o — напряжение на выходных клеммах объекта в режиме холостого хода, а I_s — ток короткого замыкания, тогда

$$Z_o = \frac{V_o}{I_s}.$$

Часто при рассмотрении эквивалентной схемы измеряемого объекта может оказаться полезной теорема Нортон (см. рис. 2.20).

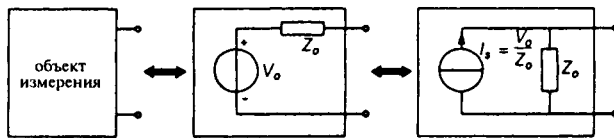


Рис. 2.20. Теоремы Тевенина и Нортон.

Энергетическое согласование

Целью согласования такого типа является извлечение максимально доступной мощности из измеряемого объекта, чтобы усиление мощности в измерительной системе могло быть возможно меньшим.

Энергетическое согласование особенно важно для пассивных измеритель-

ных систем, то есть для таких систем, внутри которых не происходит усиления мощности. Нетрудно получить условия, которым должен удовлетворять входной импеданс Z_i такой системы, чтобы максимизировать среднюю мощность P_{avg} , поступающую в измерительную систему от данного объекта измерений. Поскольку мнимой частью входного импеданса $Z_i = R_i + jX_i$ в среднем не потребляется никакой мощности, справедливо следующее равенство (рис. 2.21(a)):

$$P_{\text{avg}} = I^2 R_i.$$

Если импеданс измеряемого объекта равен $Z_o = R_o + jX_o$, то действующее значение тока I равно

$$I = \frac{V_o}{\sqrt{(R_o + R_i)^2 + (X_o + X_i)^2}}.$$

Поэтому мощность P_{avg} , поступающая в Z_i , равна

$$P_{\text{avg}} = \frac{V_o^2 R_i}{(R_o + R_i)^2 + (X_o + X_i)^2}.$$

Эта мощность максимальна для объекта с заданными V_o и Z_o , когда

$$R_i = R_o$$

$$\text{и } X_i = -X_o.$$

Последнее равенство носит название «условия резонанса».

Данный объект измерения с (обобщенным) внутренним сопротивлением Z_o отдает наибольшую мощность, если входной импеданс измерительной системы равен

$$Z_i = Z_o^*,$$

где Z_o^* — величина, комплексно сопряженная с Z_o . Поэтому максимальная мощность, которую объект (измерения) может отдать (измерительной) системе, равна

$$P_{\text{avg,max}} = \frac{V_o^2}{4R_i} = \frac{V_o^2}{4R_o}.$$

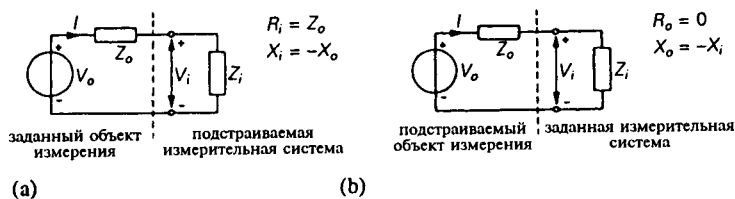


Рис. 2.21. Энергетическое согласование (а) измерительной системы с объектом и (б) объекта с измерительной системой.

В этом выражении V_o — действующее значение (обобщенного) напряжения холостого хода на выходе измеряемого объекта. Мощность, отдаваемую в случае полного энергетического согласования, называют *доступной мощностью*.

Заметим, что конструкция на рис. 2.19(b) служит примером того, что (в некоторых случаях) можно подстроить объект измерения под существующую измерительную систему. Из этого следует, что в подобном случае максимальная мощность будет отдаваться при

$$R_o = 0$$

и $X_o = -X_i$ (условие резонанса).

К сожалению, согласование чаще всего приводит к меньшей *точности измерения*, поскольку при этом от значений входного импеданса измерительной системы и выходного импеданса объекта зависит результат измерения. По этой причине практически всегда в качестве измерительных систем применяют активные системы (со встроенным усилением мощности).

Для передачи высокочастотных измерительных сигналов по соединительным линиям от объекта измерения к измерительной системе осуществляется согласование другого вида: *согласование с характеристическим импедансом* сигнальной линии или *согласование по отсутствию отражения*. Для очень длинных однородных кабелей можно ввести понятие о так называемом характеристическом импедансе. Характеристический импеданс кабеля равен входному сопротивлению кабеля бесконечной длины. Обозначим импеданс измеряемого объекта Z_o , характеристический импеданс кабеля Z_c и входной импеданс измерительной системы Z_i ; тогда согласование с характеристическим импедансом достигается при

$$Z_c = Z_o = Z_i.$$

Если это условие удовлетворяется, то отражений от концов кабеля нет (см. рис. 2.22).

Для кабеля без потерь характеристический импеданс имеет вид

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} = R_c,$$

где L — погонная индуктивность, которой обладают образующие кабель проводники, а C — погонная емкость между ними. У характеристического

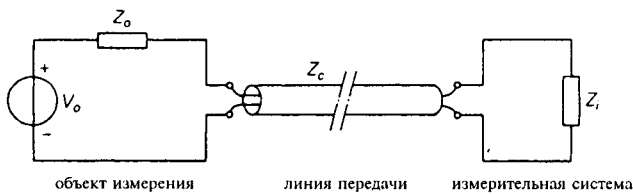


Рис. 2.22. Согласование по отсутствию отражений достигается при $Z_o = Z_c = Z_i$.

импеданса кабеля без потерь имеется только действительная часть, а мнимой части нет. Поэтому для согласования по отсутствию отражения требуется, чтобы $R_o = R_c = R_r$. При выполнении этих условий одновременно достигается энергетическое согласование, поскольку $R_o = R_r$. Характеристическое сопротивление кабеля R_c является всего лишь *кажущимся сопротивлением*, на котором не рассеивается никакой энергии (в той мере, в какой у кабеля нет потерь). Поэтому половина энергии, отдаваемой объектом, рассеивается на его внутреннем сопротивлении R_o , а другая половина — на входном сопротивлении R_r измерительной системы.

Если сопротивления на концах линии передачи не равны ее характеристическому сопротивлению, то отражения от концов линии приведут к возникновению в ней стоячих волн; в этом случае по сигналу на выходе уже нельзя судить о сигнале на входе.

Табл. 2.2. Характеристические сопротивления некоторых соединительных линий.

Тип линии	Характеристическое сопротивление
коаксиальный кабель	50 — 75 Ом
проводники на печатной плате	50 — 150 Ом
скрученная пара	100 — 120 Ом
ленточный кабель (2,5 см)	200 — 300 Ом
свободное пространство	376 Ом

Согласование по шуму

В каждой физической системе, в которой происходит рассеяние энергии (преобразование энергии в тепло), имеются небольшие случайно флуктуирующие сигналы. Поскольку, строго говоря, невозможно построить физическую систему без потерь, приводимые ниже рассуждения применимы ко всем физически реализуемым системам. Случайно флуктуирующие сигналы, возникающие в таких системах, называют шумом по аналогии с шипящим звуком, который производят эти сигналы при их прослушивании. У каждой практической физической системы КПД меньше 100%, — в любой системе всегда происходит рассеяние некоторого количества энергии, — поэтому работа любой физической системы при температуре выше абсолютного нуля подвержена действию шума. Этот вездесущий тепловой шум вызывается тепловыми колебаниями носителей заряда в проводниках и броуновским движением таких частиц, как атомы и молекулы.

При каждом измерении к измеряемому сигналу добавляется шум. Поскольку сигнал извлекается из физической системы, в ней самой уже содержится шум. Целью *согласования по шуму* является достижение таких условий, когда измерительная система добавляет к измеряемой величине воз-

можно меньше шума. Сначала мы рассмотрим вопрос о том, как можно описать измерительный сигнал, искаженный тепловым шумом.

На рис. 2.23 изображено постоянное напряжение со средним по времени значением \bar{x} с наложенным на него шумом. Среднее по времени значение шума равно нулю. Справа показано распределение плотности вероятностей зашумленного сигнала. Чтобы определить среднеквадратическое значение этого сигнала, мы возьмем n выборок x_i ($i = 1, \dots, n$). По определению, среднеквадратическое значение равно квадратному корню из среднего квадрата взятых выборок. Рассмотрим шумовую составляющую $(x_i - \bar{x})$ в окрестности среднего значения \bar{x} в n зарегистрированных выборках. Среднеквадратическое значение только шумовой составляющей имеет вид:

$$x_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}.$$

Отметим, что мы вычли \bar{x} из выборочных значений x_i ; эта запись воспроизводит найденное ранее выражение для стандартного отклонения σ в n выборках x_i со средним значением \bar{x} . Когда n достаточно велико, среднеквадратическое значение шума x_{RMS} асимптотически стремится к стандартному отклонению выборочных значений σ :

$$x_{\text{RMS}} = \sigma_x.$$

Если представить себе, что число выборок стремится к бесконечности ($n \rightarrow \infty$), а интервал времени между выборками стремится к нулю ($\Delta t \rightarrow 0$), то приведенное соотношение окажется применимым также и к непрерывному, недискретизированному шуму: поэтому среднеквадратическое значение шума равно его стандартному отклонению. Из этого сразу следует, что средняя мощность искаженного шумом сигнала P_{avg} пропорциональна его дисперсии σ^2 ; $P_{\text{avg}} = V^2/R = I^2 R$, где V и I — действующие значения напряжения и тока.

Когда два источника напряжений с шумами соединены последовательно или складываются два тока с наложенными на них шумами, результирующее напряжение или ток будут иметь следующий вид соответственно:

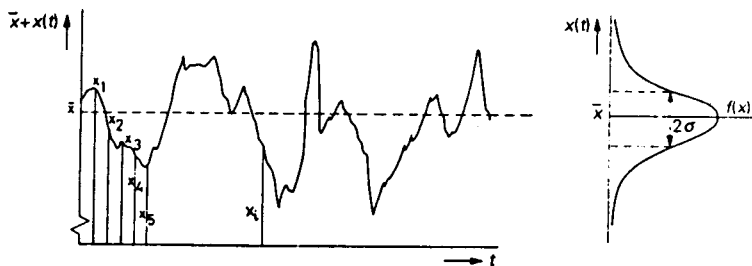


Рис. 2.23. Измерительный сигнал $x(t)$ с шумом и распределение плотности вероятностей $f(x)$ для его мгновенных значений.

$x(t) = a(t) + b(t)$ (суперпозиция мгновенных значений).

По правилу Гаусса для распространения ошибок при $x = f(a, b)$, $\partial f / \partial a = 1$ и $\partial f / \partial b = 1$ находим:

$$\sigma_x^2 = \sigma_a^2 + \sigma_b^2$$

(сложение мощностей).

Это означает, что сумму двух искаженных шумом сигналов $a(t)$ и $b(t)$ можно представить, складывая их мощности или их мгновенные значения при условии, что эти сигналы *некоррелированы*. Последнее утверждение является необходимым условием справедливости правила Гаусса. Поэтому оно относится только к нахождению мощности суммарного сигнала как результата сложения мощностей двух шумовых сигналов. Выражая сложение мощностей в терминах среднеквадратических значений, получим

$$x_{\text{RMS}} = \sqrt{a_{\text{RMS}}^2 + b_{\text{RMS}}^2}.$$

Обычно шум занимает широкую полосу частот. Как правило, мощность шума, заключенного в заданном узком интервале частот Δf , не остается одной и той же в различных точках на оси частот (см. рис. 2.24). Шум называют «белым», если его спектр, то есть распределение по частоте, является равномерным (как, например, в средней части графика на рис. 2.24). Шум называют «розовым», когда его мощность, приходящаяся на единичную полосу частот, падает с увеличением частоты (см. левую часть графика на рис. 2.24).

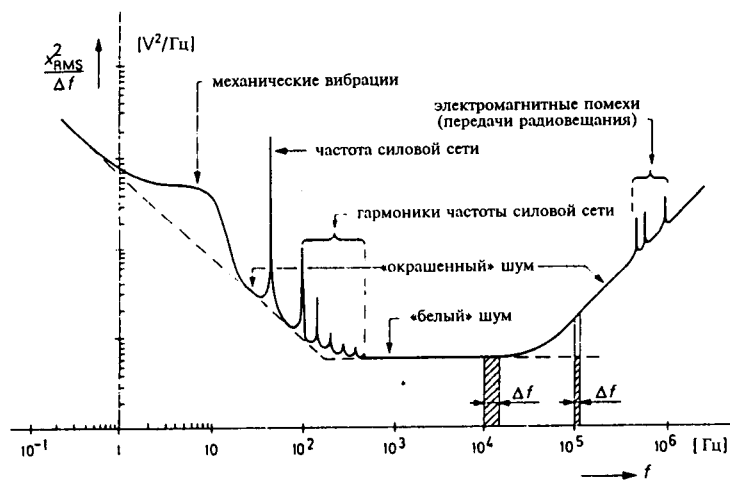


Рис. 2.24. Пример спектрального распределения шума и помех в реальной измерительной системе.

Важным видом шума является *тепловой шум*. Как уже было сказано, он возникает, например, из-за тепловых колебаний носителей заряда в резисторе, но также и из-за броуновского движения частиц в (обобщенном) механическом сопротивлении. В частности, в конденсаторном микрофоне шум обусловлен броуновским движением молекул воздуха вблизи его мембраны, хотя сами по себе выводы от пластин конденсатора являются нешумящими (их сопротивление практически равно нулю). Оказывается, что все (рассеивающие энергию) обобщенные резисторы шумят (в том числе и те из них, у которых неэлектрическая природа). Моделью шумящего резистора может служить последовательное соединение нешумящего резистора с источником шумового напряжения, или параллельное включение нешумящего резистора и источника шумового тока (см. рис. 2.25). Среднеквадратическое значение шума для источников напряжения и тока соответственно равно:

$$V_{\text{RSM}} = \sqrt{4kTR\Delta f}$$

$$\text{и } I_{\text{RSM}} = \sqrt{\frac{4kT\Delta f}{R}}$$

В этих выражениях k — постоянная Больцмана ($k = 1,38 \times 10^{-23}$ Дж/К), а T — абсолютная температура. Единственным источником шума у комплексного импеданса Z является его действительная часть. Поэтому в более общем виде имеем:

$$V_{\text{RMS}} = \sqrt{4kT\Delta f \text{Re}(Z)}$$

и

$$I_{\text{RMS}} = \sqrt{4kT\Delta f \text{Re}(Y)} = \sqrt{4kT\Delta f \text{Re}\left(\frac{1}{Z}\right)}$$

Идеальные конденсаторы и катушки индуктивности не шумят, так как в них нет потерь. Мощность порождаемого резистором шумового сигнала (про-

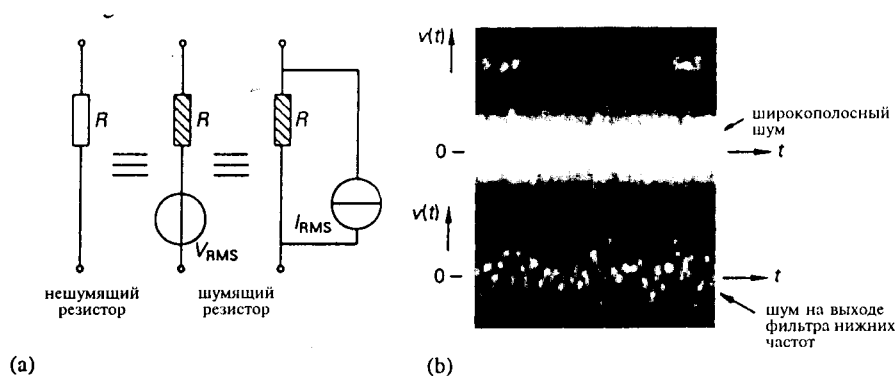


Рис.2.25. Шум резистора.

порциональная V_{RMS}^2 или I_{RMS}^2) в полосе частот Δf постоянна; тепловой шум резистора является *белым шумом*.

Вывод выражения для среднеквадратического значения V_{RMS} теплового шума резистора сравнительно прост, если следовать ходу мыслей, впервые предложенному Найквистом. На рис. 2.26 схематически изображен «мысленный эксперимент». К каждому из концов линии передачи без потерь длиной l подключаются резисторы R , находящиеся в тепловом равновесии с окружающей их средой. Характеристический импеданс линии Z_c согласован с сопротивлениями резисторов R , так что в линии нет отражений. От эквивалентного источника шума левого резистора со среднеквадратическим значением $V_{1,\text{RMS}}$ к концу линии оказывается приложенным напряжение со среднеквадратическим значением $1/2 V_{1,\text{RMS}}$, которое в виде «волны напряжения» будет распространяться вдоль линии вправо со скоростью v_c ; соответствующая «волна тока» равна $1/2 V_{1,\text{RMS}} / R$. Точно так же правый резистор порождает волну напряжения и волну тока, распространяющиеся влево. Если теперь одновременно замкнуть оба ключа S , то мы получим отрезок кабеля без потерь, замкнутый накоротко на каждом из его концов. Такая конструкция является, по существу, резонатором с резонансными частотами $f_n = nv_c / 2l$. Предполагая ключи и кабель идеальными, мы можем утверждать, что в обоих случаях (когда ключи S разомкнуты и когда они замкнуты) средние энергии волн в кабеле равны. Число резонансных частот, попадающих в полосу Δf , равно $\Delta f / (v_c / 2l)$.

С каждой из резонансных частот связаны две степени свободы: одна относится к электрической энергии, а другая — к магнитной энергии (в случае механических систем одна степень свободы связана с кинетической энергией, а другая — с потенциальной). Согласно закону о равномерном распределении энергии по степеням свободы средняя энергия, приходящаяся на одну из них, равна $1/2 kT$. Поэтому полная средняя энергия в кабеле в полосе частот Δf равна $(2l / v_c) kT \Delta f$. Когда ключи разомкнуты, каждый из резисторов R отдает в линию в течение $2l / v_c$ секунд среднюю энергию, равную $(2l / v_c) V_{\text{RMS}}^2 / 4R$. Очевидно, что эта энергия рассеивается на другом резисторе, так как в кабеле нет потерь, а резисторы находятся в тепловом равновесии со своим окружением. Кроме того, в среднем эта энергия равна энергии, запасенной в движущейся по кабелю бегущей волне, когда ключи замкнуты. Объединение двух последних утверждений дает:

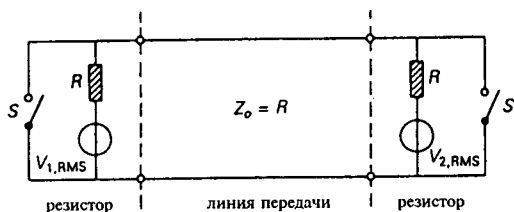


Рис. 2.26. Вывод среднеквадратического значения теплового шума резистора.
 $V_{1,\text{RMS}} = V_{2,\text{RMS}}$

$$\frac{2l}{v_c} \frac{V_{\text{RMS}}^2}{4R} = \frac{2l}{v_c} kT\Delta f,$$

откуда следует, что

$$V_{\text{RMS}} = \sqrt{4kTR\Delta f}, \text{ что и требовалось доказать.}$$

Тепловой шум не является единственным шумом в измерительной системе. Из-за дискретного характера массы и заряда шум возникает в том случае, когда поток заряда или массы проходит через (обобщенный) потенциальный барьер. Это так называемый *дробовой шум*. Причина возникновения этого шума заключается в том, что у частиц, проходящих через потенциальный барьер, имеется некоторое распределение плотности вероятностей для их кинетической энергии. Фактически только самые быстрые частицы преодолевают барьер, и поэтому только правый хвост распределения вероятностей ответственен за поток частиц. Таким образом, поток частиц, то есть число частиц в единицу времени, не остается постоянным, а в нем имеются случайные флуктуации. Очевидно, что относительная величина флуктуаций I_{RMS} / I тем больше, чем меньше поток или ток. Это приводит к следующему выражению для дробового шума: $I_{\text{RMS}} = \sqrt{2qI\Delta f}$, где q — заряд или масса носителей (частиц), образующих ток (поток) I .

Шум в системе не обязательно всегда является белым. Поэтому теперь мы будем рассматривать среднеквадратическое значение шума в пределах малого ограниченного интервала частот ($f, f + \Delta f$). Этот интервал частот Δf выбирается настолько малым, чтобы в его пределах шум можно было считать белым. Среднеквадратическое значение шумового напряжения в этом интервале можно записать в виде:

$$V_{\text{RMS}} = V_n \sqrt{\Delta f},$$

где V_n — среднеквадратическое значение шума в полосе частот шириной 1 Гц. Квадратный корень в этом выражении можно рассматривать как напоминание о том, что мощность белого шума пропорциональна величине $V_{\text{RMS}}^2 = V_n^2 \Delta f$. Коэффициент V_n носит название *спектральной плотности шумового напряжения*. Точно так же среднеквадратическое значение I_{RMS} шумового тока в полосе частот Δf представляется в виде:

$$I_{\text{RMS}} = I_n \sqrt{\Delta f}.$$

Здесь I_n — спектральная плотность шумового тока, то есть среднеквадратическое значение шумового тока в полосе 1 Гц. Величины V_n и I_n часто называют шумом в точке (дословно: «шумом в пятне» или «шумом в щели»).

Отметим, что поскольку величины V_{RMS} и I_{RMS} измеряются в вольтах и амперах соответственно, физические размерности величин V_n и I_n должны быть такими: $[V_n] = \text{В}/\sqrt{\text{Гц}}$ и $[I_n] = \text{А}/\sqrt{\text{Гц}}$.

Мерой того, в какой степени можно различать наличие сигнала на фоне шума или его отсутствие, служит *отношение сигнал/шум*:

$$S/N = \frac{\text{Мощность сигнала}}{\text{Мощность шума}}.$$

В этом выражении под мощностью сигнала понимается мощность сигнала, рассеиваемая в нагрузке, подключенной к источнику сигнала (во входной цепи измерительной системы), а под мощностью шума — мощность шума, рассеиваемая в той же самой (нешумящей) нагрузке. Обе мощности относятся к одному и тому же малому интервалу частот ($f, f + \Delta f$). Обычно отношение сигнал/шум зависит от частоты.

Предположим, что шум измеряемого объекта равен тепловому шуму его внутреннего импеданса Z_0 (шуму, порождаемому действительной частью этого импеданса) и объект нагружен на нешумящий импеданс Z_i ; тогда мощность, рассеиваемую в Z_i , можно найти следующим образом. Шумовое напряжение равно

$$V_{\text{RMS}} = \sqrt{4kT\Delta f \operatorname{Re}(Z_0)}.$$

Мощность, рассеиваемая шумом в Z_i (в действительной части Z_i), равна

$$\frac{V_{\text{RMS}}^2 \operatorname{Re}(Z_i)}{|Z_0 + Z_i|^2}.$$

Мощность сигнала, рассеиваемая в Z_i , равна

$$\frac{V_0^2 \operatorname{Re}(Z_i)}{|Z_0 + Z_i|^2},$$

где V_0 — среднеквадратическое значение эдс измеряемого объекта. Следовательно, отношение сигнал/шум принимает вид:

$$S/N = \frac{V_0^2}{4kT} \Delta f \operatorname{Re}(Z_0).$$

Иногда отношение сигнал/шум определяют как отношение *доступной мощности сигнала* к *доступной мощности шума*. В этом случае речь идет о мощностях, которые рассеиваются в импедансе нагрузки, когда значение этого импеданса выбрано комплексно сопряженным с внутренним импедансом источника сигнала. Тем не менее, независимо от выбора величина отношения сигнал/шум не меняется. Важно только, чтобы как мощность сигнала, так и мощность шума, относились к одному и тому же импедансу.

Как упоминалось выше, в измерительной системе происходит добавление шума к сигналу. Мерой увеличения шума является *коэффициент шума*:

$$F = \frac{N_0}{N'_0}.$$

Здесь N_0 — мощность шума на выходе шумящей измерительной системы, на вход которой подан искаженный шумом измерительный сигнал. N_0 — это мощность шума на выходе той же самой системы в предположении, что сама она на этот раз не шумит. В этом последнем случае шум возникает на выходе только как результат прохождения через систему вместе с измеряемым входным сигналом.

Введем, по определению, коэффициент усиления мощности G измерительной системы как

$$G = \frac{S_0}{S_i},$$

где S_0 — мощность сигнала (в интервале частот $(f, f + \Delta f)$), которая рассеивается в импедансе нагрузки на выходе системы, а S_i — мощность сигнала, рассеиваемая на входном импедансе системы. Тогда получим:

$$F = \frac{N_0}{S_0} \frac{S_0}{N_0'} = \frac{N_0}{S_0} \frac{S_i G}{N_i G} = \frac{S_i / N_i}{S_0 / N_0},$$

где N_i — мощность шума, поступающая из измеряемого объекта, которая рассеивается на входном импедансе измерительной системы. Следовательно, коэффициент шума показывает также ухудшение отношения сигнал/шум, обусловленное измерительной системой.

Для нахождения полной мощности шума N_0 на выходе измерительной системы можно воспользоваться также эквивалентной мощностью шума на входе $N_{oi} = N_0 / G$. Полагая, что $N_i = N_0' / G$, получим:

$$F = \frac{N_0}{N_0'} = \frac{N_{oi}}{N_i}.$$

N_{oi} — это такая мощность шума, которая должна быть на входе нешумящей измерительной системы, чтобы на ее выходе наблюдалась мощность шума N_0 .

Для каждой точки на оси частот шум измерительной системы можно представить в виде двух источников шума на ее входе. С этой целью предположим, что сама измерительная система не шумит, а к ее входным клеммам подключен эквивалентный источник шумового напряжения и эквивалентный источник шумового тока, так что совместно они порождают тот же самый шум на выходе системы (см. рис. 2.27). Мы можем считать, что два источника шума на входе некоррелированы. Это предположение справедливо на практике почти для всех частот, кроме очень высоких. Кроме того, мы примем, что шум является белым во всей полосе частот B нашей системы. Тогда среднеквадратические значения шумового напряжения и шумового тока равны $V_n \sqrt{B}$ и $I_n \sqrt{B}$, где V_n и I_n — спектральные плотности шумов. Значение V_n определяется по результатам измерения среднеквадратического значения выходного шума $AV_n \sqrt{B}$ при замкнутом накоротко входе. В этом случае эквивалентный источник шумового тока не вносит вклада в выход-

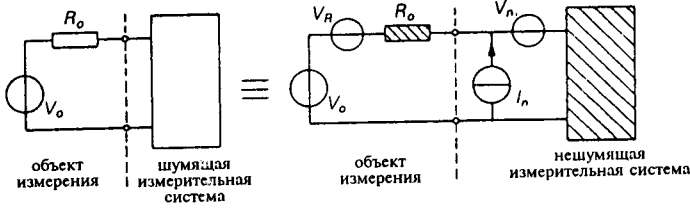


Рис. 2.27. Шумящая измерительная система и ее эквивалентное представление.

ной шум системы. Для вычисления V_n необходимо знать коэффициент усиления A и полосу пропускания B . Если определено также среднеквадратическое значение выходного шума $AI_n R_i \sqrt{B}$ при разомкнутых входных клеммах, то при известных A , B и R_i можно найти I_n . При разомкнутом входе системы эквивалентный источник шумового напряжения не может внести вклад в шум на ее выходе.

Что касается шума измеряемого объекта, то будем считать его в дальнейшем белым и имеющим спектральную плотность напряжения V_R . Следует упомянуть, что этот шум не обязательно должен равняться тепловому шуму внутреннего импеданса измеряемого объекта R_0 ; он может быть большим из-за наличия других, нетепловых источников шума.

Мы уже видели, что коэффициент шума F можно записать в виде:

$$F = \frac{N_0}{N'_0} = \frac{S_i/N_i}{S_0/N_0} = \frac{N_{oi}}{N_i}$$

Мощность шума, поступающего от измеряемого объекта, рассеиваемая на входном сопротивлении R_i измерительной системы, равна

$$N_i = \left(\frac{V_R V_i}{R_0 + R_i} \right)^2 \frac{1}{R_i} = \frac{V_R^2 R_i}{(R_0 + R_i)^2}$$

Мощность шума от эквивалентных источников шума на входе V_n и I_n , рассеиваемая в R_i , составляет

$$\frac{V_n^2 R_i}{(R_0 + R_i)^2} + \frac{I_n^2 R_0^2 R_i}{(R_0 + R_i)^2}$$

Поэтому полная мощность N_{oi} эквивалентного шума на входе измерительной системы равна

$$N_{oi} = N_i + \frac{R_i}{(R_0 + R_i)^2} \{V_n^2 + I_n^2 R_0^2\}$$

Таким образом, коэффициент шума F становится равным

$$F = \frac{N_{oi}}{N_i} = 1 + \frac{V_n^2 + I_n^2 R_0^2}{V_0^2}$$

Очевидно, что минимальное значение F равно 1 и достигается в том случае, когда система не вносит вовсе никакого шума, а V_n и I_n оказываются равными нулю. К сожалению, таких систем не существует. Поэтому мы должны осуществить согласование измерительной системы и объекта измерения (с заданными V_R и V_0) по шуму так, чтобы коэффициент шума имел как можно более близкое к единице значение. Из этого следует, что необходимо величину $V_n^2 + I_n^2 R_0^2$ сделать как можно меньшей. Один из способов, позволяющих сделать это, состоит в том, чтобы обеспечить большой коэффициент усиления первого каскада измерительной системы, и тогда шум следующих каскадов окажется пренебрежимо малым. Другой часто используемый путь заключается в правильном выборе для усиления во входной цепи малошумящих приборов и в установке оптимального режима работы этих приборов по постоянному току. Когда исчерпаны все возможности за счет усовершенствования входной цепи измерительной системы, для дальнейшего уменьшения величины F можно воспользоваться следующими двумя методами.

Для реализации одного из них между измеряемым объектом и системой включают трансформатор (или эквивалент трансформатора в случае неэлектрического входа системы). Первичная обмотка трансформатора (с отношением числа витков 1: n) становится новым входом системы. Сам трансформатор не станет источником сколько-нибудь заметного шума, так как в нем фактически нет потерь (когда он экранирован, на нем также не наводятся извне никакие помехи). Новое среднеквадратическое значение шумового напряжения на входе станет равным V_n / n , а шумовой ток на новом входе будет иметь среднеквадратическое значение nI_n . Наименьшее значение коэффициента шума F , которого можно достичь, изменяя n , наступает при $V_n / I_n = n^2 R_0$. Ясно, что в случае, когда $V_n / I_n = R_0$, трансформатор не нужен: измеряемый объект уже согласован по шуму со входом системы.

Второй метод предусматривает параллельное включение j входных каскадов со своими собственными V_n и I_n и использование в качестве результата их действия суммы сигналов с выходов отдельных каскадов, деленной на j . Эквивалентный входной шум для всей совокупности входных каскадов имеет среднеквадратические значения V_n / \sqrt{j} и I_n / \sqrt{j} . В этом случае согласование по шуму оказывается достигнутым при $V_n / I_n = jR_0$. Для *обоих* методов коэффициент шума принимает значение

$$F = 1 + 2 \frac{V_n I_n R_0}{V_R^2}$$

Отсюда следует, что, применяя один из этих методов или оба для достижения наименьшего возможного значения F , необходимо минимизировать не $V_n^2 + I_n^2 R_0^2$, а произведение $V_n I_n$.

В нашем рассмотрении речь шла о заданном объекте измерения и о со-

гласовании лишь за счет подстройки (входа) измерительной системы. Однако в случае, когда характеристики измеряемого объекта также можно изменять, необходимо прежде всего максимизировать отношение сигнал/шум $S_i/N_i = V_0^2/V_R^2$, и это нужно сделать еще до того, как будет осуществляться минимизация F путем изменения измерительной системы. В итоге становится ясным, что *согласование по шуму* измерительной системы с заданным измеряемым объектом достигается при

$$V_n/I_n = R_0.$$

В этом случае никакое дополнительное улучшение F теми средствами, которые были рассмотрены, невозможно.

2.3.3.2 Характеристики измерительных систем

Мы рассмотрим здесь несколько характеристик измерительных систем, которые могут влиять на правильность результата измерения. Если один или большее число параметров, отражающих эти характеристики, не соответствуют требуемым (или заданным) значениям, то при измерении будут происходить ошибки.

Чувствительность

Чувствительность S (линейной) измерительной системы — это отношение величины выходного сигнала y к величине входного сигнала x

$$S = \frac{y}{x}.$$

Чувствительность измерительной системы, вообще говоря, зависит от частоты: $S = \bar{S}(\omega)$.

Чувствительность измерительного усилителя обычно называют *усилением*, тогда как в отношении (измерительных) систем в общем случае говорят о *передаточной функции*. Помимо чувствительности иногда используют *масштабный коэффициент* W , равный, по определению,

$$W = \frac{1}{S} = \frac{x}{y}.$$

Вот пример. Высота сетки на экране осциллографа равна 8 см. Электронный луч отклоняется на всю высоту сетки при наличии на входе осциллографа сигнала с полным размахом 40 мВ. Следовательно, чувствительность S составляет 0,2 см/мВ, а масштабный коэффициент W равен 5 мВ/см. Именно масштабный коэффициент, как правило, бывает указан для осциллографов.

Когда передаточное соотношение $y = f(x)$, связывающее выходной сигнал y (отсчет) и входной сигнал x (величину, которая должна быть измере-

на), является нелинейным, нельзя говорить о чувствительности, так как отношение выходного сигнала y ко входному сигналу x меняется в зависимости от величины x . Для таких нелинейных систем мы введем *дифференциальную* чувствительность. По определению, дифференциальная чувствительность S_{diff} измерительной системы, описываемой соотношением $y = f(x)$, при входном сигнале x_0 равна

$$S_{\text{diff}}(x_0) = \left(\frac{df(x)}{dx} \right)_{x=x_0}.$$

В случае линейной системы $S_{\text{diff}} \neq S_{\text{diff}}(x_0)$ и $S_{\text{diff}} = S$. У нелинейной системы S_{diff} зависит от значения входного сигнала x .

Возьмем, например, нуль-детектор с передаточной функцией $y = ax - bx^3$, где $a > 0$ и $b > 0$. Дифференциальная чувствительность такого устройства уменьшается с ростом входного сигнала. Для нуль-детектора особенно важно, чтобы дифференциальная чувствительность была высокой при очень малых входных сигналах. Чем больше $S_{\text{diff}}(0)$, тем лучше можно обнаружить выполнение нулевого условия и тем более точным может быть измерение.

Другой мерой чувствительности нелинейной системы служит *коэффициент чувствительности*. Для измерительной системы с сигналом x на входе и сигналом y на выходе (с передаточным соотношением $y = f(x)$) коэффициент чувствительности S_x^y определяется как

$$S_x^y = \frac{dy/y}{dx/x} = \frac{df(x)}{dx} \cdot \frac{x}{y}.$$

Само обозначение S_x^y указывает на то, что данный множитель характеризует чувствительность y к изменениям в x . В случае линейной системы S_x^y является плохой мерой чувствительности, так как $S_x^y = 1$, какой бы ни была величина S .

Мы уже имели дело с коэффициентами чувствительности при обсуждении вопроса о распространении ошибок измерения (раздел 2.3.2). Другим примером использования коэффициента чувствительности в метрологии является тензодатчик. В этом датчике происходит преобразование изменения длины Δl в изменение сопротивления ΔR . Коэффициент чувствительности тензодатчика S_l^R равен

$$S_l^R = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l} = \frac{dR}{dl} \cdot \frac{l}{R}.$$

Отметим, что введенная выше чувствительность системы S является безразмерной только в том случае, когда y и x имеют одинаковую размерность. Это никогда не выполняется, например, в случае датчиков. У дифференциальной чувствительности S_{diff} та же размерность, что и у чувствительности S . Однако, коэффициент чувствительности всегда безразмерен.

Порог чувствительности

Невозможно увеличивать чувствительность измерительной системы до бесконечности (например, путем увеличения коэффициента усиления): идя по этому пути, мы столкнемся с *порогом чувствительности*.

Порог чувствительности измерительной системы определяется как наименьший входной сигнал, который все еще обнаруживается с заданной вероятностью правильного решения. Порог чувствительности препятствует обнаружению нами сколь угодно малых сигналов. Это обусловлено тем, что во всякой реализуемой физической системе имеются спонтанные, случайные флуктуации (шум), из-за которых малый по величине измеряемый входной сигнал «тонет» в этом (образующем фон) шуме. Шум в измерительной системе может быть обусловлен многими причинами, такими как тепловые колебания (шум резистора) или квантовый характер потока зарядов, масс или носителей энергии через потенциальный барьер (дробовой шум электронов, ионов или фотонов).

Помимо принципиально неизбежных флуктуационных шумов в измерительной системе существуют и другие источники возмущений, которые могут затемнять полезный сигнал. Например, механические вибрации или электрические наводки могут давать настолько большой сигнал на выходе, что слабые сигналы, действующие на входе, уже нельзя обнаружить. Такие механические дефекты как трение, люфт или наличие мертвой зоны могут приводить к тому, что входной сигнал ниже определенного порога чувствительности не будет приводить к появлению сигнала на выходе. Часто простым изменением конструкции измерительной системы эти нефундаментальные ограничения можно устранить.

Принципиальный предел чувствительности системы определяется случайными флуктуациями внутри этой системы и является существенной характеристикой. В измерительной системе всегда присутствует шум, и он определяет теоретически осуществимый порог чувствительности.

Мы рассмотрим вопрос о пороге чувствительности шумящей измерительной системы в предположении, что измеряемая величина x остается постоянной. Пусть шум имеет гауссово распределение. Тогда при $x = 0$ выходной сигнал будет обладать плотностью распределения $f_n(x)$ с $\bar{y} = 0$ (см. рис. 2.28). Если ко входу приложен сигнал $x \neq 0$, то выходной сигнал будет складываться из желаемого сигнала \bar{y} и (того же самого) шума. Плотность распределения в этом случае обозначим $f_m(y)$.

Теперь перед нами стоит важный вопрос: какой величины сигнал \bar{x} можно обнаружить? Другими словами, при каком значении \bar{y} мы все еще можем отличить наблюдаемую ситуацию от случая, соответствующего $\bar{x} = 0$ и, следовательно, $\bar{y} = 0$? Ответ на этот вопрос зависит от степени определенности, с какой мы хотим знать, спрятан в шуме полезный сигнал или его нет. В постановке задачи нетрудно разобраться, следуя приводимым ниже рассуждениям. Предположим, что *среднеквадратическое значение* шума на выходе σ (стандартное отклонение распределения $f_n(y)$) равно n -й части выходного сигнала \bar{y} . В силу того, что плотность распределения вероятнос-

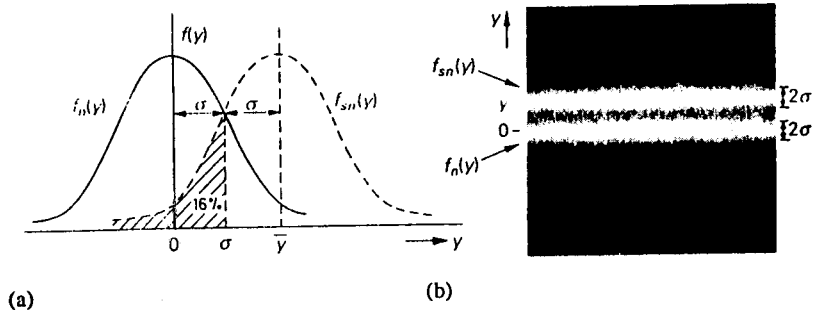


Рис. 2.28. Порог чувствительности измерительной системы, подверженной действию шума. (а) Плотность распределения вероятностей для сигнала на выходе системы в отсутствие сигнала на входе ($f_n(y)$) и при его наличии ($f_{sn}(y)$). (б) Выходной сигнал как функция времени в случае, когда сигнала на входе нет ($x = 0$), и в случае, когда на входе действует сигнал, вызывающий появление на выходе постоянного напряжения \bar{y} .

тей $f_n(y)$ является четной функцией, мы можем ввести *критерий обнаружения*, основанный на том, что фактическое значение выходного сигнала y больше или меньше, чем $0,5 \bar{y}$. Представим себе, что y — это выборочное значение выходного сигнала. Тогда нам необходимо иметь возможность сделать вывод о наличии сигнала \bar{y} на основе единственной выборки y . (Когда мы можем позволить себе отложить принятие решения и взять среднее от нескольких выборок, это фактически означает осуществление низкочастотной фильтрации. В этом случае вероятность обнаружения значительно возрастает, так как увеличивается эффективное отношение сигнал/шум.) Если $y > 0,5 \bar{y}$, то мы делаем вывод, что сигнал на входе присутствует, а если $y < 0,5 \bar{y}$, то мы принимаем решение об отсутствии сигнала на входе. На рис. 2.28(б) показан случай, когда берется большое число выборок, как при наличии входного сигнала, так и в его отсутствие. Здесь n примерно равно 3 ($\bar{y} = 3\sigma$). При $n = 2$ темная полоска между двумя изображениями выходного шума на экране осциллографа исчезает. В последнем случае мы уже не можем четко различать эти два изображения; на рис. 2.28(а) показаны соответствующие плотности распределения. Что значит *надежность обнаружения* в этом случае? Как можно видеть из графика на рис. 2.28(а), при $\bar{y} = 2\sigma$ ($n = 2$) (согласно критерию обнаружения, при котором происходит сравнение со значением $0,5 \bar{y}$) заключение, что «входного сигнала нет», будет ошибочным для 16% выборок. Это в точности та часть всей площади под $f_{sn}(y)$, которая заштрихована. Поэтому доля случаев, в которых обнаруживается входной сигнал, порождающий выходной сигнал $\bar{y} = 2$, составляет 84%. Следовательно, с достоверностью 84% можно обнаруживать маскируемое шумом постоянное напряжение, когда среднеквадратическое значение шума равно половине значения этого постоянного напряжения ($n = 2$). Отношение сигнал/шум в данном случае составляет $(n\sigma)^2/\sigma^2 = n^2 = 4$. Это рассуждение показывает, что желаемая степень надежности определяет порог чувствительности (значение n).

В табл. 2.3 приведена достоверность или вероятность обнаружения сигнала на входе по критерию $y > \frac{1}{2} \bar{y}$, вычисленная для нескольких значений \bar{y} .

Табл. 2.3. Вероятность обнаружения и отношение сигнал/шум для различных значений сигнала \bar{y} в зависимости от соотношения между стандартным отклонением σ и величиной сигнала.

Сигнал \bar{y}	Вероятность обнаружения	Отношение сигнал/шум
1σ	69,15%	1
$1,4\sigma$	76,11%	2
2σ	84,13%	4
3σ	93,32%	9
4σ	97,72%	16
5σ	99,38%	25
6σ	99,87%	36
8σ	99,9968%	64
10σ	99,999971%	100

Общепринятой мерой порога чувствительности является величина входного сигнала, для которого отношение сигнал/шум равно единице. Тогда, в случае шума с нормальным распределением мгновенных значений, вероятность обнаружения оказывается равной примерно 70%.

В приведенном рассмотрении мы хотели выносить решение о наличии сигнала на входе по одному единственному выборочному значению или измерению. Порог чувствительности улучшается, когда мы выносим решение на основании нескольких (скажем, n) выборок. Как мы уже видели,

$$\sigma_{\text{avg}} = \frac{\sigma}{\sqrt{n}},$$

где σ - среднеквадратическое значение шума, а σ_{avg} - стандартное отклонение среднего от n выборок. Таким образом, в результате усреднения отношение сигнал/шум увеличивается в n раз и порог чувствительности соответственно снижается.

Порог чувствительности можно также улучшить, сужая ширину полосы B измерительной системы. В предположении, что шум белый, находим его среднеквадратическое значение σ :

$$\sigma = \sigma_0 \sqrt{B},$$

где σ_0 - эквивалентный шум в полосе 1 Гц. Это означает, что с сокращением полосы B измерительной системы в какое-то число раз, во столько же раз увеличивается отношение сигнал/шум. Соответственно этому снижается порог чувствительности.

В качестве альтернативы нахождению среднего от n отдельных последова-

тельных выборок мы можем также измерять входной сигнал $x(t)$ непрерывно в течение определенного времени T . Среднее по времени значение y_{avg} выходного сигнала измерительной системы $y(t)$ на интервале $(t, t + T)$ равно:

$$y_{\text{avg}} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} y(t) dt.$$

Теперь можно воспользоваться этим средним, чтобы установить, имеется ли сигнал на входе или его нет. Чтобы определить результирующее улучшение порога чувствительности, применим теорему Шеннона о выборках, которая звучит так: если у сигнала $y(t)$ нет составляющих на частотах выше, чем B Гц, то этот сигнал полностью определяется выборками, взятыми с интервалом $1/2B$ секунд на отрезке времени T , много большем чем $1/B$. Число дискретных выборок, описывающих $y(t)$ на отрезке T секунд, равно $2TB$. Возьмем среднее от этих $2TB$ выборок. Среднеквадратическое значение шума в сигнале $y(t)$ равно $\sigma = \sigma_0 \sqrt{B}$. Таким образом, стандартное отклонение σ_{avg} среднего по выборкам из сигнала $y(t)$ на протяжении T секунд имеет вид:

$$\sigma_{\text{avg}} = \frac{\sigma}{\sqrt{2TB}} = \frac{\sigma_0}{\sqrt{2T}}.$$

Следовательно, вычисление среднего на интервале времени T приводит к увеличению отношения сигнал/шум в $2T$ раз; порог чувствительности снижается в $\sqrt{2T}$ раз.

Подводя итоги, мы можем утверждать, что порог чувствительности — это наименьший сигнал, который можно обнаружить с определенной степенью достоверности на фоне собственного шума измерительной системы. Порог чувствительности зависит от требуемой достоверности и величины шума в измерительной системе. Шум можно уменьшить, применяя измерительную систему с меньшей шириной полосы или вычисляя среднее для ряда выборочных значений, полученных в результате измерений, а также путем нахождения среднего по времени при непрерывном измерении на интервале времени T . Все эти меры требуют затраты большого времени для получения результата; как следствие их применения, отклик измерительной системы становится более медленным, и это является платой за снижение собственного порога чувствительности измерительной системы.

Чувствительность к форме сигнала

Сигнал на входе измерительной системы служит носителем информации о значении физической величины, которая должна быть измерена. Отклик системы на входной сигнал в общем случае зависит от формы (вида или структуры) этого входного сигнала.

Часто классификацию сигналов проводят по следующим признакам. Сигнал может быть константой, то есть не зависеть от времени (*статический сигнал*), например, постоянное напряжение или постоянный ток. Обычно сигнал изменяется, но только очень медленно; такой сигнал называют *квазистати-*

ческим. Однако не менее часто сигнал является функцией времени (*динамический сигнал*). Если сигнал $x(t)$ повторяется во времени каждые T секунд, то он называется *периодическим сигналом* с периодом T (для всех t : $x(t) = x(t + T)$; см. рис. 2.29(a)). Частота повторения равна $f = 1 / T$. Отношение $\Delta t / T$ для импульсных сигналов (см. рис. 2.29(b)), по определению, представляет собой *коэффициент заполнения*. Сигналы с очень малым коэффициентом заполнения (импульсы) измерять трудно, и часто они являются причиной сильных наводок на соседние измерительные устройства. Когда зависящий от времени сигнал не является периодическим, его называют *одиночным сигналом* (одиночной реализацией) или *неустановившимся сигналом* (переходным процессом). Примерами таких сигналов служат шумовые напряжения и переходные явления, такие как выбросы или звон (затухающие колебания) в системах с переключениями. Как правило, периодические сигналы легче измерять, чем непериодические. В частности, поэтому при исследовании переходной характеристики системы условия ее воспроизведения повторяют многократно, получая, таким образом, более легкий для измерения периодический сигнал.

Динамический сигнал можно анализировать как во *временной области*, так и в *частотной области*. Наблюдение *структуры* колебания, например, с помощью осциллографа, осуществляется во временной области, тогда как частотное наполнение (*свойства*) изучают с помощью спектроанализатора в частотной области.

Следовательно, для однозначного определения того, что такое «чувствительность измерительной системы» в случае динамического сигнала необходимо установить, на какую характеристику сигнала реагирует наша измерительная система. Другими словами: *значение какого параметра сигнала измеряется?* Применительно к динамическому измерительному сигналу $x(t)$ можно указать следующие характерные значения:

- Пиковое значение x_p :

$$x_p = \max |x(t)|.$$

- Полный размах x_{pp} :

$$x_{pp} = \max \{x(t)\} - \min \{x(t)\}.$$

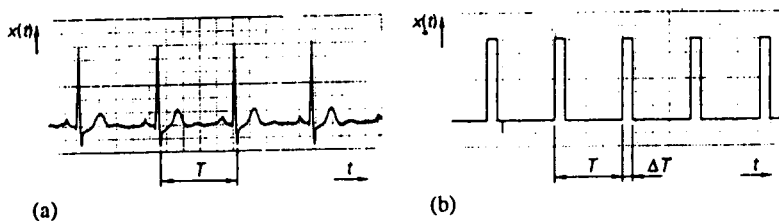


Рис. 2.29. Периодические сигналы. (a) Сложный периодический сигнал общего вида. (b) Импульсный сигнал с коэффициентом заполнения $\Delta T / T = 1/7$.

Целесообразно как можно реже использовать пиковое значение и полный размах, так как оба они очень чувствительны к возмущениям типа шума, накладывающегося на полезный сигнал. Большие ошибки в x_p и x_{pp} возникают также из-за нелинейных искажений сигнала. Значительно менее чувствительными к искажениям и помехам являются следующие параметры сигнала:

- Среднее по времени значение x_{avg} :

$$x_{\text{avg}} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} x(t) dt.$$

Среднее значение периодического сигнала находят на интервале времени, в который укладывается целое число периодов: $T = n / f$, n — целое. Среднее значение синусоидального сигнала равно нулю.

- Среднее значение от абсолютной величины $|x|_{\text{avg}}$:

$$|x|_{\text{avg}} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} |x(t)| dt.$$

Когда говорят о среднем значении синусоидального сигнала, обычно имеют в виду среднее значение абсолютной величины синусоидального колебания.

- Действующее значение x_{RMS} :

$$x_{\text{RMS}} = \left[\frac{1}{T} \int_t^{t+T} x(t)^2 dt \right]^{\frac{1}{2}}.$$

Сейчас будет показано, что применение действующего значения в качестве характеристики измерительного сигнала полезно. Мгновенная мощность $p(t)$, рассеиваемая на резисторе R приложенным к нему измерительным сигналом $x(t)$, равна

$$p(t) = \frac{v(t)^2}{R} = v(t)i(t) = i(t)^2 R.$$

Здесь $i(t)$ — ток, текущий по резистору R . Средняя мощность, рассеиваемая на резисторе за время T , равна

$$\begin{aligned} P_{\text{avg}} &= \frac{1}{T} \int_t^{t+T} p(t) dt \\ &= \frac{1}{TR} \int_t^{t+T} v(t)^2 dt = \frac{V_{\text{RMS}}^2}{R} \\ &= \frac{R}{T} \int_t^{t+T} i(t)^2 dt = I_{\text{RMS}}^2 R \end{aligned}$$

Следовательно, воспользовавшись действующими значениями напряжения и тока, мы легко можем найти (среднее) значение мощности, рассеиваемой измерительным сигналом. Очевидно, что можно также принять, по определению, что среднеквадратические значения напряжения и тока —

это такие величины постоянного напряжения и постоянного тока, при которых в резисторе переходит в тепло такое же количество энергии, какое рассеивается в нем при воздействии измеряемых напряжения или тока (тепловое определение действующего значения).

При построении измерительной системы решают вопрос о том, на какое характерное значение сигнала будет реагировать система. Измерительная система может воспроизводить мгновенные значения сигнала (осциллограф), откликаться на среднее значение (измеритель с подвижной катушкой), реагировать на среднее значение от абсолютной величины (измеритель с подвижной катушкой, снабженный выпрямителем/усилителем) или быть чувствительной к среднеквадратическому значению (электродинамический вольтметр).

Для синусоидального сигнала $x(t) = a \sin(\omega t)$, изображенного на рис. 2.30, значения перечисленных параметров равны:

$$x_p = a; \quad x_{pp} = 2a; \quad |x|_{\text{avg}} = \frac{2a}{\pi}; \quad x_{\text{RMS}} = \frac{a}{\sqrt{2}}.$$

Отношение $x_{\text{RMS}}/|x|_{\text{avg}}$ называют *коэффициентом формы* сигнала $x(t)$, а отношение x_p/x_{RMS} — *коэффициентом амплитуды* этого сигнала (его *пик-фактором*). Для синусоидального колебания коэффициент формы равен 1,11, а пик-фактор — $\sqrt{2}$. Коэффициент формы важен в том случае, когда измерительная система проградуирована в действующих значениях (для синусоидального колебания), а фактически ею измеряется среднее значение от абсолютной величины. Именно так обстоит дело во многих электронных вольтметрах. Пик-фактор важен при измерениях шумовых и импульсных сигналов. Часто бывает желательно знать действующее значение таких сигналов, однако при этом необходимо, чтобы пиковые значения сигналов оставались в линейном диапазоне системы; только в этом случае мы избежим ошибок измерения, обусловленных насыщением.

Разрешающая способность

Разрешающая способность (разрешение) измерительной системы — это размер шага, на который может быть настроена система, или шага, с которым на индикатор выводится результат действия системы. По определению, разрешающая способность — это наименьший интервал Δx значения измеряемой величины x , который все еще вызывает изменение результата измерения y . Численно разрешающая способность R выражается в виде:

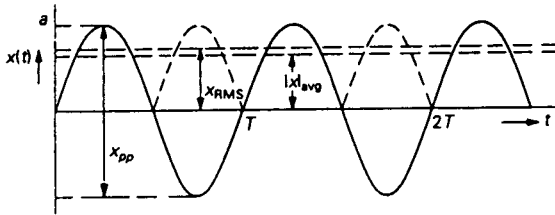


Рис. 2.30. Полный размах x_{pp} , действующее значение x_{RMS} и среднее значение от абсолютной величины $|x|_{\text{avg}}$ сигнала синусоидальной формы.

$$R = \frac{x}{\Delta x}.$$

Иногда речь идет о максимальном значении разрешения. Оно достигается при максимальной величине x , которая может быть измерена с помощью этой системы без насыщения, искажений и перегрузки:

$$R_{\max} = \frac{x_{\max}}{\Delta x}.$$

Разрешающая способность R имеет конечное значение для всех систем, в которых результат измерения не увеличивается непрерывно с ростом измеряемой величины x . Примером таких систем являются механическая измерительная система с люфтом и трением покоя, проволочный потенциометр, ступенчатый аттенуатор и цифровой индикатор; во всех этих случаях выходная величина y не растет непрерывно с увеличением входного воздействия, а меняется малыми скачками Δy .

Если разрешение системы конечно, то результат измерений оказывается квантованным; при этом возникает *ошибка квантования*. Ошибки, являющиеся следствием квантованности результата измерения, можно разделить на *ошибки усечения* и *ошибки округления*. Ошибка усечения происходит в том случае, когда в системе не принимаются во внимание десятичные знаки справа от младшего указываемого десятичного разряда: остаток просто опускают. Обычно это имеет место в алфавитно-цифровых индикаторах, например, в цифровом вольтметре. Величина допускаемой при этом ошибки равна $\Delta x / x$, то есть отношению наименьшего возможного шага Δx к воспроизводимой на индикаторе величине x . Ошибка округления происходит в том случае, когда в наименьшем указываемом десятичном разряде учитывается остаток путем округления до ближайшего значения в этом разряде. При этом ошибка равна $\Delta x / 2x$, то есть половине наименьшего шага, деленной на индицируемое значение. Если при проведении нуля-измерения мы применим эталон, который можно подстраивать только в ступенчатом режиме, и будем изменять задаваемую эталоном величину до тех пор, пока нуль-орган не покажет наименьший отсчет, то будет иметь место ошибка округления.

Нелинейность

В измерительной системе с независимой от частоты чувствительностью соотношение между выходным сигналом y и входным сигналом x линейно, когда функция $y = f(x)$ представляет собой прямую линию; такие системы с частотно-независимой чувствительностью, у которых $f(x) = ax + b$, называют *статическими системами*. Для линейной частотно-зависимой системы соотношение между $y(t)$ и $x(t)$ задается линейным дифференциальным уравнением. Это такое уравнение, в котором содержатся только члены первого порядка в отношении y и производных от y . Системы с частотно-зависимой чувствительностью называют *динамическими системами*. Если на вход ли-

нейной измерительной системы подать сумму двух синусоидальных сигналов $x_1 = a_1 \sin(\omega_1 t + \phi_1)$ и $x_2 = a_2 \sin(\omega_2 t + \phi_2)$, то выходной сигнал также будет состоять из двух синусоидальных сигналов $y_1 = b_1 \sin(\omega_1 t + \phi_{o1})$ и $y_2 = b_2 \sin(\omega_2 t + \phi_{o2})$ с теми же самыми частотами, что и во входном сигнале (изохронизм), но уже с другими амплитудами и фазами.

Для линейных систем справедлив *принцип суперпозиции*; это означает, что в случае, когда входной сигнал x_1 порождает на выходе сигнал y_1 , а входной сигнал x_2 вызывает появление на выходе сигнала y_2 , линейная комбинация $ax_1 + bx_2$ на входе приведет к возникновению на выходе сигнала $ay_1 + by_2$. Принцип суперпозиции применим только к тем составляющим сигнала на входе системы, которые обусловлены входными воздействиями; возможные ошибки смещения здесь не принимаются во внимание.

Если сумма двух синусоидальных колебаний разных частот подана на вход нелинейной системы, то выходной сигнал будет содержать гармоники. Гармониками являются синусоидальные колебания с частотами $n\omega_1$ и $k\omega_2$ соответственно, где n и k — целые числа. При $n, k = 1$ мы имеем дело с основными гармониками, а большим значениям n и k соответствуют высшие гармоники n -го и k -го порядков. Кроме того, в выходном сигнале появятся также составляющие с *суммарными и разностными частотами* $n\omega_1 \pm k\omega_2$, где $\omega_1 \geq \omega_2$ и $n \geq k$. Помимо этого выходной сигнал может иметь также *постоянную составляющую*.

Раскладывая соотношение $y = f(x)$ для статической нелинейной системы в ряд Тейлора, например, в точке $x = 0$, легко видеть, что

$$y = f(0) + xf'(0) + \frac{x^2}{2!} f''(0) + \dots$$

Полагая

$$f(0) = 0, \quad f'(0) = c_1, \quad f''(0) = c_2$$

и т. д.

и

$$x(t) = x_1(t) + x_2(t),$$

$$\text{где } x_1(t) = a_1 \sin \omega_1 t$$

$$\text{и } x_2(t) = a_2 \sin \omega_2 t,$$

получим:

$$\begin{aligned} y(t) = & \frac{c_2}{4} (a_1^2 + a_2^2) + c_1 (a_1 \sin \omega_1 t + a_2 \sin \omega_2 t) \\ & - \frac{c_2}{4} (a_1^2 \cos 2\omega_1 t + a_2^2 \cos 2\omega_2 t) - \frac{c_2}{2} \{ a_1 a_2 \cos(\omega_1 + \omega_2) t \\ & - a_1 a_2 \cos(\omega_1 - \omega_2) t \} + \dots \end{aligned}$$

Степень нелинейности измерительной системы характеризуется *нелинейными* или *гармоническими искажениями*. Искажение такого рода измеряется путем подачи на вход измерительной системы одиночного синусоидального колебания. Коэффициент искажения, по определению, равен отношению действующего значения y_n n -й гармоники к действующему значению y_1 основной (первой) гармоники. Таким образом, коэффициент искажения, обусловленного n -й гармоникой, определяется как

$$d_n = \frac{y_n}{y_1} \quad (n > 1)$$

Полный коэффициент искажений, обусловленных $n - 1$ гармониками (за исключением основной гармоники ($n = 1$)), равен

$$d = \frac{y_1}{y_1} = \sqrt{d_2^2 + d_3^2 + \dots + d_n^2}$$

Это соотношение легко понять, приняв во внимание, что корень из суммы квадратов действующих значений гармоник представляет собой действующее значение всех $n - 1$ гармоник:

$$y_1 = \sqrt{y_2^2 + y_3^2 + \dots + y_n^2}$$

Степень *статической* (частотно-независимой) *нелинейности* часто определяют по-другому. Предположим, что в действительности соотношение между y и x задается функцией $y = f(x)$, как показано на рис. 2.31. Лучшим линейным приближением кривой $y = f(x)$, является прямая $y = ax$. В этом случае мерой нелинейности измерительной системы может служить максимальное значение выражения

$$\left| \frac{f(x) - ax}{ax} \right|$$

в пределах всего динамического диапазона измерительной системы. Об определенной таким образом нелинейности говорят также, как о нелинейности с нулевым смещением.

Никакая измерительная система не является идеально линейной; она всегда линейна лишь приближенно (например, в малом интервале значений входного сигнала x). Сейчас мы кратко рассмотрим несколько видов нелинейности, которые могут иметь место в практических измерительных системах. Прежде всего речь пойдет о некоторых видах статической нелинейности.

- *Насыщение и ограничение*. Нелинейность такого рода характеризуется *уменьшением* дифференциальной чувствительности S_{diff} с ростом входного сигнала x . Как показано на рис. 2.32, в случае ограничения такое ослабление наступает резко, а в случае насыщения — постепенно. Чтобы предотвратить выход измерительной системы из строя, когда она оказывается перегружен-

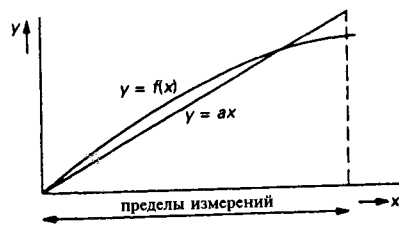
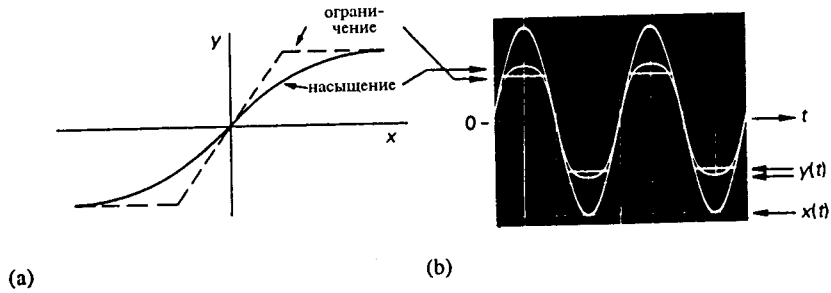


Рис. 2.31. Статическая нелинейность.

Рис. 2.32. Примеры насыщения и ограничения в измерительной системе. (a) Нелинейные передаточные характеристики. (b) Сигнал $y(t)$, возникающий на выходе системы под действием синусоидального входного сигнала $x(t)$.

ной слишком большим входным сигналом, часто намеренно ограничивают размах выходного сигнала безопасными значениями.

— *Гистерезис*. Такая нелинейность вызывается различными кривыми на плоскости xu , выражающими связь между y и x при увеличении x и при уменьшении x (см. рис. 2.33). К гистерезису может привести, например, люфт в механической зубчатой передаче. Другой пример гистерезиса — это зависимость магнитной индукции B от напряженности поля H у ферромагнитного материала (кривая намагничивания).

— *Мертвая зона*. Этот вид нелинейности обычно возникает в том случае, когда существуют одна или большее число областей, в пределах которых величина выходного сигнала y не зависит от входного сигнала x (см. рис. 2.34). Такая нелинейность может быть вызвана трением покоя. Объект (например, стрелка) не будет двигаться до тех пор, пока действующая сила не превысит трения покоя.

Помимо рассмотренных видов нелинейности, может встретиться также *какая-либо их комбинация*. Кроме того, существуют динамические (частотно-зависимые) виды нелинейности. Проявлением такой нелинейности являются эффекты, связанные с существованием *максимальной скорости* нарастания напряжения; этот пример мы проиллюстрируем с помощью осциллограмм. Если максимальный ток, который может отдавать усилитель

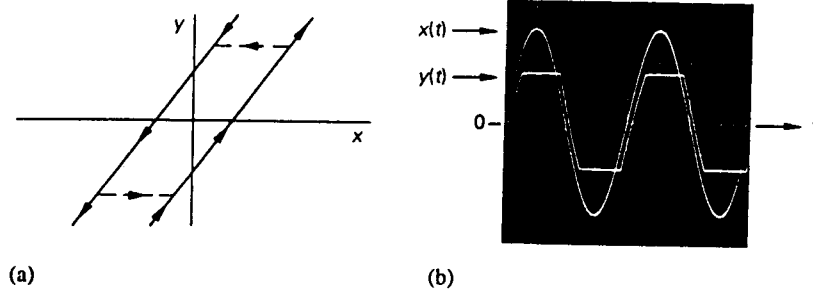


Рис. 2.33. (а) Гистерезис и (б) результирующий выходной сигнал $y(t)$, являющийся откликом на синусоидальный сигнал $x(t)$ на входе.

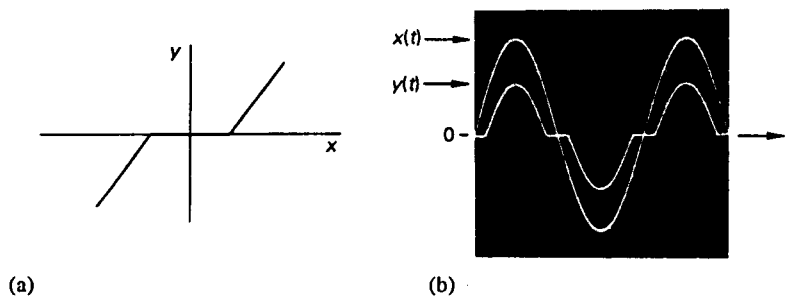


Рис. 2.34. (а) Мертвая зона в передаточной характеристике системы. (б) Выходной отклик $y(t)$ на синусоидальный входной сигнал $x(t)$.

сигнала, подаваемого на отклоняющие пластины осциллографа, равен I_{\max} , а емкость отклоняющих пластин равна C , то время нарастания или спада на осциллограмме не может быть меньше определенной минимальной величины. Это значение определяется максимальной скоростью

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{I_{\max}}{C},$$

с которой может изменяться напряжение V_C между пластинами, которому пропорционально отклонение луча. Таким образом, скорость перемещения луча по экрану пропорциональна производной от V_C по времени. Как только частота или амплитуда входного сигнала становятся настолько большими, что максимальное значение dV_C/dt оказывается превышенным, изображение искажается и колебание приобретает треугольную форму, как показано на рис. 2.35.

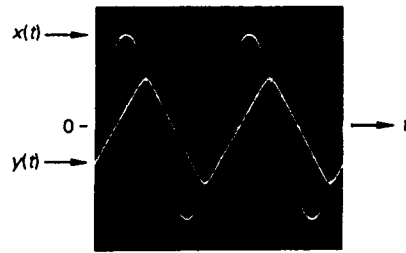


Рис. 2.35. Искажения вследствие существования максимальной скорости нарастания: $x(t)$ - входной сигнал, $y(t)$ - выходной сигнал.

Пределы измерений, динамический диапазон

Пределы измерения определяются интервалом (x_{\min}, x_{\max}) , внутри которого с помощью данной системы можно измерить нужную величину с требуемой точностью. *Динамический диапазон* измерительной системы равен отношению x_{\max} / x_{\min} . Величина x_{\max} обычно определяется предельным значением допустимой нелинейности, которая проявляется при больших входных сигналах. Величина x_{\min} , как правило, определяется ошибками из-за смещения нуля и шумом, который становится тем более значительным, чем меньше сигнал. x_{\min} — это наименьшее значение x , для которого может быть обеспечена заданная точность.

Возьмем, например, случай, когда надо с погрешностью $\pm 3\%$ измерить ток с помощью стрелочного прибора, собственная погрешность которого $\pm 1\%$ от всей шкалы. Динамический диапазон в этом случае равен лишь 3. Другой пример: с помощью измерительного усилителя нужно измерить напряжение с погрешностью 1%. Смещение нуля, отнесенное ко входу усилителя, меньше 10 мкВ. Из-за нелинейности входное напряжение не должно превосходить 10 В, чтобы погрешность не превышала 1%. В этом примере динамический диапазон равен 10^3 .

Отклик системы

Реакция измерительной системы на приложенное ко входу воздействие называется *откликом системы*. Отклик измерительной системы должен давать верное представление о воздействии; цель собственно измерения, очевидно, состоит не столько в том, чтобы определять характеристики самой измерительной системы! Когда значения измеряемых физических величин меняются со временем (то есть в случае, когда измеряются *динамические величины*), важно точно знать, как измерительная система будет отслеживать эти изменения: поведение системы в динамике должно обеспечивать верное воспроизведение измеряемой величины.

Динамические свойства *линейной измерительной системы* целиком определяются ее откликом на единичный скачок на входе (ее *переходной характеристикой*). Зная переходную характеристику можно найти *время установления* или *время считывания* измерительной системы. На рис. 2.36 показаны сигнал $x(t)$ на входе, имеющий вид скачка, и отклик $y'(t)$ измерительной системы. Здесь отклик нормирован по отношению к чувствительности по постоянному току $S(0)$, так что в пределе при $t \rightarrow \infty$ значения входного и выходного сигналов совпадают. Время установления отсчитывается от момента, когда происходит скачок на входе, до такой точки на оси времени, вслед за которой выходной сигнал $y'(t)$, попав в заданный интервал $(y_0 - \Delta y_0, y_0 + \Delta y_0)$ допустимых отклонений от конечного значения y_0 , остается в этом интервале. Отношение $\pm \Delta y_0 / y_0$ представляет собой относительную погрешность измерительной системы. Время установления служит мерой быстроты действия измерительной системы.

Динамическое поведение линейной измерительной системы также целиком определено, если известно, как она реагирует на синусоидальное колебание меняющейся частоты; то есть в том случае, когда мы знаем *частотную характеристику*.

Определение частотной характеристики измерительной системы приводит нас к (комплексной) зависимости чувствительности от частоты $\bar{S}(\omega)$. Чувствительность системы $\bar{S}(\omega)$ состоит из двух характеристик: из *амплитудно-частотной характеристики* $|\bar{S}(\omega)|$ и *фазо-частотной характеристики* $\text{Arg} \bar{S}(\omega)$. Этими двумя зависимостями динамическое поведение линейной системы определяется полностью. Характеристикой частотных свойств служит *ширина полосы* f_0 . Значение f_0 представляет собой частоту, на которой мощность выходного сигнала падает вдвое по сравнению с максимальной мощностью на выходе. Следовательно, на частоте f_0 амплитуда выходного сигнала уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с ее значением на низких частотах. Поэтому значение амплитудно-частотной характеристики на частоте f_0 равно $S(0)/\sqrt{2}$ при условии, что на постоянном токе соответствующая величина равна $S(0)$. Графики, приведенные на рис. 2.37, служат иллюстрацией сказанного. Так как $20 \log_{10}(1/\sqrt{2}) \approx -3$, частоту f_0 называют также *частотой спада на 3 дБ* (сокращенно: точкой «-3 дБ»). Белы и децибелы служат логарифмической мерой отношения мощностей. Эта мера рассмотрена в приложении А3.

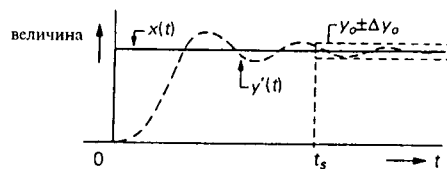


Рис. 2.36. Отклик $y'(t)$ линейной измерительной системы на входное воздействие $x(t)$ в форме скачка. Переходная характеристика нормализована таким образом, что $y'(t) = y(t) / S(0)$, где $S(0)$ — чувствительность системы по постоянному току. Время установления прибора при допустимой погрешности $\pm \Delta y_0 / y_0$ равно t_s .

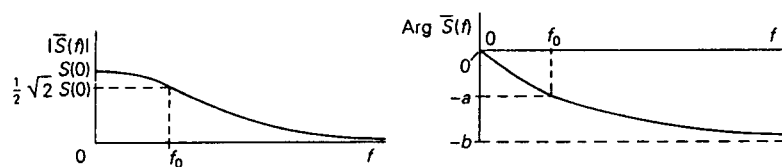


Рис. 2.37. Частотная характеристика $\bar{S}(f)$, состоящая из двух зависимостей: амплитудно-частотной характеристики $|\bar{S}(f)|$ и фазо-частотной характеристики $\text{Arg } \bar{S}(f)$. Ширина полосы системы равна f_0 .

Соотношение между входной величиной $x(t)$ и выходной величиной $y(t)$, а значит, и динамическое поведение *линейной* динамической системы можно представить в виде *линейного* дифференциального уравнения.

Если y зависит от x , то дифференциальное уравнение, описывающее соотношение между y и x , содержит не только функции от y и от x , но также и производные по времени от этих функций. В линейном дифференциальном уравнении имеются только такие члены, в которые функция y и ее производные входят в первой степени. Порядок дифференциального уравнения равен наивысшему из порядков входящих в него производных.

У многих измерительных систем, различных по своей природе (электрических, тепловых, акустических и т. д.), динамическое поведение оказывается сходным. Если описывать эти системы в обобщенном виде в терминах V - и I -величин, то мы будем получать одни и те же дифференциальные уравнения. Следовательно, при изучении динамических систем можно ограничиться только дифференциальными уравнениями определенного вида. С точки зрения динамического поведения особенно важным является порядок дифференциального уравнения. С учетом этого говорят об (*измерительной*) *системе n -го порядка* и об отклике *n -го порядка*, если поведение системы можно описать с помощью дифференциального уравнения n -го порядка. На практике большинство измерительных систем можно с достаточной точностью описать линейным дифференциальным уравнением второго или более низкого порядка. Поэтому наше рассмотрение будет включать только случаи, когда n принимает одно из трех значений: 0, 1 или 2.

Системы нулевого порядка

Дифференциальное уравнение, описывающее систему нулевого порядка, является лишь простым алгебраическим уравнением. Система является статической или, говоря другими словами, частотно-независимой. Примером системы нулевого порядка служит потенциометрический преобразователь смещения, изображенный на рис. 2.38(а). В этом датчике смещение x преобразуется в пропорциональное ему выходное напряжение V . Предположим, что сопротивление между нижним концом потенциометра и движком равно

R_0 при $x = 0$, а максимальное сопротивление при $x = x_{\max}$ равно R_{\max} ; тогда связь между выходным напряжением V и смещением x можно представить в виде

$$V = I(R_{\max} - R_0) \frac{x}{x_{\max}} + IR_0.$$

Это частный случай уравнения вида:

$$y = ax + b.$$

Здесь b либо имеет нулевое значение, либо играет роль начального смещения, а a — чувствительность. Время установления t_s равно нулю, а ширина полосы f_0 равна бесконечности. В действительности, конечно, на очень высоких частотах чувствительность уменьшается, и у этого много причин (упругость, масса, паразитная емкость и т. д.); поэтому часто говорят, что такие системы являются *системами квази-нулевого порядка*. Это означает, что реакция таких систем является мгновенной в том диапазоне частот, который существенен при измерении данной величины. Систему, изображенную на рис. 2.38(b), также можно считать системой нулевого порядка. Выходное напряжение датчика Холла V_H пропорционально току I_H , протекающему по пластине Холла и индукции B магнитного поля, образуемого центральным проводником. Кроме того, будет иметь место начальное смещение V_0 . В разделе 3.2.3 будет показано, что

$$V_H = R_H \frac{I_H B}{t} + V_0.$$

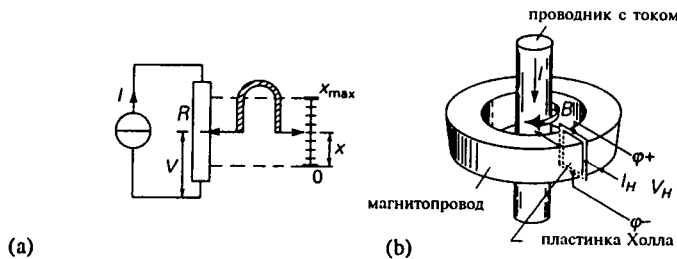


Рис. 2.38. Системы нулевого порядка: (а) потенциметрический преобразователь смещения и (б) датчик тока.

Здесь R_H — постоянная Холла для данной пластины, а t — ее толщина. Поскольку значение B пропорционально току, текущему по центральному проводнику, такой датчик исключительно удобен для измерения больших токов. Он позволяет осуществить такое измерение, не разрывая проводник для подключения пробника, который внес бы дополнительное сопротивление.

Системы первого порядка

У линейных систем первого порядка соотношение между входным сигналом $x(t)$ и выходным сигналом $y(t)$ выражается линейным дифференциальным уравнением первого порядка. Простой пример такой системы — ртутный термометр. Изменение длины столбика ртути, определяемое по откалиброванной шкале, служит выходным сигналом, а входным сигналом является измеряемая температура окружающей среды T_i . Мы будем предполагать, что изменение длины столбика ртути прямо пропорционально изменению температуры ртути в резервуаре термометра. Поэтому для описания динамического поведения термометра вполне можно принять температуру T_o ртути в резервуаре за выходную величину (см. рис. 2.39(a)). Теплообмен между ртутью в резервуаре и окружающим воздухом должен происходить через стеклянную стенку с тепловым сопротивлением R . Тепловую емкость (теплоемкость) ртути в резервуаре обозначим C . Для малого приращения тепла ΔQ получим:

$$\Delta Q = C\Delta T_o.$$

Кроме того,

$$\Delta Q = I_h\Delta t = \frac{T_i - T_o}{R}\Delta t,$$

поэтому

$$RC \frac{dT_o}{dt} + T_o = T_i.$$

Другой пример системы первого порядка — это RC -цепь, приведенная на рис. 2.39(b). Пусть V_i и V_o — входное и выходное напряжения. С учетом того, что

$$V_o + IR = V_i$$

и

$$I = \frac{dQ}{dt} = C \frac{dV_o}{dt},$$

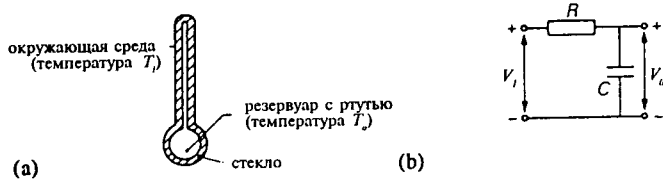


Рис.2.39. Два примера систем первого порядка: (a) ртутный термометр и (b) RC -цепь.

находим:

$$RC \frac{dV_o}{dt} + V_o = V_i.$$

Полагая в обоих случаях $RC = \tau$, мы можем представить эти линейные дифференциальные уравнения первого порядка в следующем общем виде:

$$\tau \frac{dy}{dt} + y = x,$$

где $x = x(t)$, а $y = y(t)$. Таким образом, мы можем прийти к выводу, что ртутный термометр и RC -цепь эквивалентны с точки зрения их динамического поведения.

Это дифференциальное уравнение решается просто. При скачкообразном входном сигнале

$$x(t) = x_0$$

при $t \geq 0$

$$\text{и } x(t) = 0$$

при $t < 0$,

а выходной сигнал $y(t)$, или переходную характеристику, находим из

$$\tau \frac{dy}{dt} + y = x.$$

В операторной форме уравнение имеет вид:

$$\tau p + 1 = 0,$$

откуда

$$p = -1/\tau.$$

Общее решение таково: $y = C e^{-t/\tau}$.

Частным решением при $t \rightarrow \infty$ является функция $y(t) = y_0$ (конечное или установившееся значение):

$$y = C e^{-t/\tau} + y_0.$$

Полагая, что $y(t) = 0$ при $t = 0$, найдем:

$$y(t) = y_0 (1 - e^{-t/\tau}).$$

Таким образом, *переходная характеристика* измерительной системы первого порядка имеет вид

$$y = y_0(1 - e^{-t/\tau}),$$

где y_0 - конечное или установившееся значение, а $\tau = RC$ - постоянная времени. Эта переходная характеристика изображена на рис. 2.40.

Если относительная погрешность измерительной системы не может превосходить $\varepsilon = \Delta y_0 / y_0$, то время установления t_s равно

$$t_s = -\tau \ln \varepsilon.$$

Это легко получить из выражения для переходной характеристики с помощью графика на рис. 2.40. Когда требуется очень малая относительная ошибка $\Delta y_0 / y_0$ в конечном отсчете на выходе такой системы первого порядка, ее время установления t_s становится чрезмерно большим. В примере с термометром на рис. 2.39(а) столбик ртути все медленнее ползет вверх к конечной отметке, которая достигается только при наступлении теплового равновесия между системой и ее окружением. Это является нежелательным свойством отклика первого порядка, когда речь идет о точных измерениях; время установления будет слишком большим.

Частотная характеристика — это, по существу, отклик системы на синусоидальный входной сигнал $x(t) = \hat{x} \sin(\omega t)$ в установившемся режиме, то есть отклик, спустя длительное время после включения сигнала и подачи его на вход, когда все переходные явления затухнут. Частотную характеристику находят как частное решение дифференциального уравнения, описывающего систему первого порядка, при $t \rightarrow \infty$.

Частотную характеристику легко получить, применяя комплексные переменные в электрическом аналоге системы первого порядка, приведенном на рис. 2.39(б). Это дает:

$$\bar{S}(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega\tau}$$

(при $\tau = RC$).

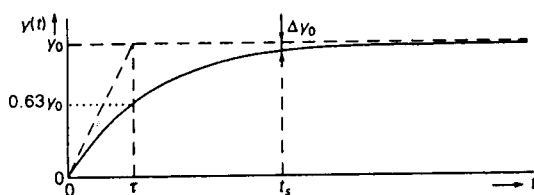


Рис. 2.40. Переходная характеристика системы первого порядка.

Модуль $\bar{S}(\omega)$ равен

$$|\bar{S}(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}},$$

а аргумент $\bar{S}(\omega)$ имеет вид:

$$\text{Arg } \bar{S}(\omega) = -\text{arctg } \omega \tau.$$

Амплитудно-частотная характеристика $|\bar{S}(\omega)|$ и фазо-частотная характеристика $\text{Arg } \bar{S}(\omega)$ системы первого порядка представлены на рис. 2.41.

Ширина полосы f_0 системы первого порядка определяется из равенства $\omega \tau = 1$, так что $f_0 = 1 / 2\pi\tau$. На этой частоте сдвиг по фазе уже достигает значения $-\pi / 4$ или -45° . На более высоких частотах сдвиг по фазе стремится к -90° , тогда как амплитуда выходного сигнала уменьшается почти до нуля.

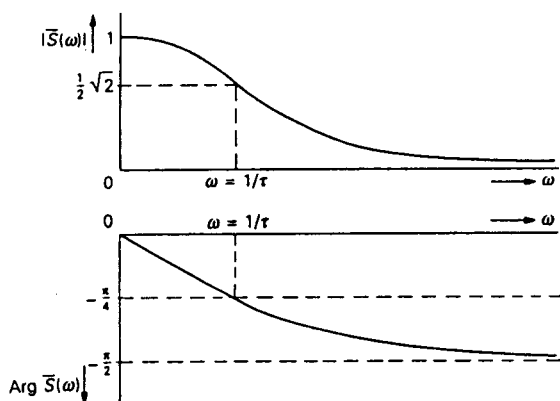


Рис. 2.41. Частотная характеристика системы первого порядка.

Системы второго порядка

В качестве примера системы второго порядка мы воспользуемся конструкцией стрелочного прибора (в частности, измерителя с подвижной катушкой), которая представляет собой вращающуюся механическую систему. Каждая из следующих четырех механических пар сил оказывает воздействие на вращающуюся часть измерителя, создавая вращающий момент (рис. 2.42(a)):

- *Отклоняющее воздействие.* Это воздействие вызывает отклонение стрелки на угол θ . Момент этого воздействия пропорционален измеряемой величине (току). Мы обозначим этот момент M_r .

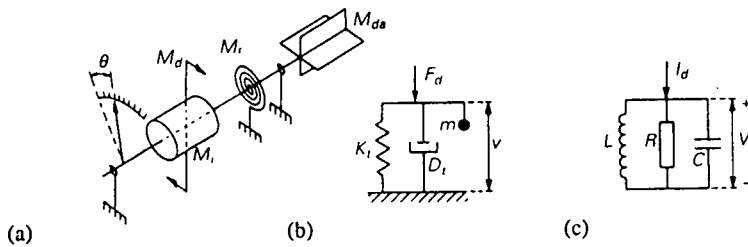


Рис. 2.42. Системы второго порядка: (а) механическое вращение; (б) механическое поступательное движение; (с) параллельный электрический контур.

- *Возвращающее воздействие.* Это воздействие оказывает противодействие отклонению стрелки. В данном примере оно создается спиральной пружиной; возвращающий момент этого воздействия обозначается M_r . Когда достигается установившееся состояние, отклоняющий момент и возвращающий момент равны: $M_d = M_r$. Обычно бывает так, что возвращающий момент пропорционален углу отклонения θ , то есть $M_r = K_r \theta$, где K_r — коэффициент упругости (жесткость пружины).

- *Демпфирующее воздействие.* Это воздействие также противодействует отклоняющему моменту. Демпфирующий момент пропорционален угловой скорости стрелки, так что $M_{da} = D_r d\theta / dt$. Здесь D_r — постоянная затухания вращающейся конструкции. Затухание линейно зависит от угловой скорости $d\theta / dt$.

Демпфирование применяют для того, чтобы предотвратить проскакивание стрелки за конечное значение и колебания стрелки вокруг него. Для этого используют те или иные крыльчатые приспособления и поршни (воздушное демпфирование), а также индукцию вихревых токов в металлической пластине в случае движущихся систем (демпфирование за счет токов Фуко).

- *Инерционность.* Инерция вращающейся конструкции измерителя приводит к возникновению еще одного противодействующего момента, который пропорционален угловому ускорению стрелки, так что

$$M_i = J \frac{d^2 \theta}{dt^2},$$

где J — момент инерции вращающейся конструкции относительно оси вращения.

Динамическое поведение измерителя определяется его *уравнением движения*; в любой момент времени отклоняющий момент уравновешивается суммой всех других моментов:

$$M_i + M_{da} + M_r = M_d$$

или

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + D_r \frac{d\theta}{dt} + K_r \theta = M_d.$$

В результате, как и следовало ожидать, мы пришли к линейному дифференциальному уравнению второго порядка.

Чтобы сделать более ясной аналогию с другими системами, указанными на рис. 2.42, перепишем полученное уравнение, введя новую переменную $\omega = d\theta/dt$:

$$J \frac{d\omega}{dt} + D_r \omega + K_r \int \omega dt = M_d.$$

Отклоняющий момент M_d является I -величиной (см. приложение А.4), а угловая скорость ω — V -величиной. Вращающаяся механическая система аналогична системе с поступательным движением, изображенной на рис. 2.42(b). Эта последняя состоит из груза массы m , пружины с коэффициентом упругости K_l и демпфера с постоянной затухания D_l . Если на систему действует сила F_d , то скорость v груза по отношению к земле удовлетворяет равенству

$$m \frac{dv}{dt} + D_l v + K_l \int v dt = F_d.$$

Поскольку $v = dx/dt$, мы снова приходим к тому же самому линейному дифференциальному уравнению второго порядка, что и полученное ранее. Наконец, обе механические системы — с вращательным и с поступательным движениями — аналогичны электрической системе, показанной на рис. 2.42(c). На этот параллельный электрический контур действует I -величина: по нему течет ток I_d . Мы хотим определить V -величину, являющуюся решением уравнения:

$$C \frac{dV}{dt} + \frac{V}{R} + \frac{1}{L} \int V dt = I_d.$$

Это уравнение эквивалентно обоим уравнениям, полученным выше. Все различие может состоять в том, что I -величины и V -величины поменяются местами. Структура системы остается одной и той же, когда мы переходим от J к m или C , одновременно заменяя D_r на D_l или $1/R$, а также K_r — на K_l или $1/L$ (см. приложение А.4). Принимая во внимание, что

$$V = L \frac{dI}{dt},$$

последнее уравнение можно переписать в виде:

$$LC \frac{d^2 I}{dt^2} + \frac{L}{R} \frac{dI}{dt} + I = I_d,$$

где I представляет собой ток, текущий по катушке L .

Мы видим теперь, что дифференциальное уравнение, описывающее линейную систему второго порядка, в общем случае содержит две постоянные a и b :

$$a \frac{d^2 y}{dt^2} + b \frac{dy}{dt} + y = x.$$

Здесь x — это величина входного воздействия $x(t)$, а y — выходная величина $y(t)$, нормализованная по отношению к чувствительности по постоянному току $S(0)$, так что $y = y(t) / S(0)$. Благодаря нормализации третья постоянная в дифференциальном уравнении отсутствует. Чтобы сделать запись более наглядной, введем две другие постоянные: относительное затухание z и угловую частоту ω_0 свободных незатухающих колебаний в системе, и перепишем общее уравнение с использованием этих констант:

$$\frac{1}{\omega_0^2} \frac{d^2 y}{dt^2} + \frac{2z}{\omega_0} \frac{dy}{dt} + y = x.$$

В случае системы с вращением переменные и параметры, входящие в это уравнение, имеют вид:

$$x = \frac{M_d}{K_r}, \quad y = \theta, \quad \omega_0^2 = \frac{K_r}{J} \quad \text{и} \quad z^2 = \frac{D_r^2}{4K_r J},$$

а в случае системы с поступательным движением —

$$x = \frac{F_d}{K_t}, \quad y = x, \quad \omega_0^2 = \frac{K_t}{m}$$

и
$$z^2 = \frac{D_t^2}{4K_t m}.$$

Для электрической цепи имеем:

$$x = I_d, \quad y = I, \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}$$

и
$$z^2 = \frac{L}{4R^2 C}.$$

Соответствующее уравнение в операторной форме выглядит так:

$$\frac{1}{\omega_0^2} p^2 + \frac{2z}{\omega_0} p + 1 = 0,$$

и корни его равны

$$p_{1,2} = -\omega_0 z \pm \omega_0 \sqrt{z^2 - 1}.$$

Необходимо различать следующие три характерных случая: $z < 1$, $z = 1$ и $z > 1$.

Недостаточное демпфирование ($z < 1$)

Можно показать, что отклик системы $y(t)$ на входной сигнал, имеющий форму скачка величины x_0 , происходящего в момент $t = 0$, равен

$$y(t) = x_0 \left[1 - \left\{ \cos(\omega_i t) + \frac{z\omega_0}{\omega_i} \sin(\omega_i t) \right\} \exp(-z\omega_0 t) \right],$$

где $\omega_i = \omega_0 \sqrt{1 - z^2}$; при выводе этого выражения предполагается, что начальные значения $y(0)$ и $(dy/dt)_{t=0}$ равны нулю. Конечное значение, достигаемое в установившемся режиме, равно

$$y_0 = \lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = x_0.$$

Непосредственно вслед за входным скачком возникают затухающие колебания с частотой ω_i , наложенные на конечное значение (см. рис. 2.43). Мы видим, что с ростом z затухание колебаний происходит все быстрее. Поэтому z называют *относительной скоростью затухания*. Если $z = 0$, то колебания в системе продолжаются и их частота равна ω_0 ; система находится в режиме *свободных колебаний*. Таким образом, ω_0 — это резонансная частота системы, в которой затухание отсутствует полностью.

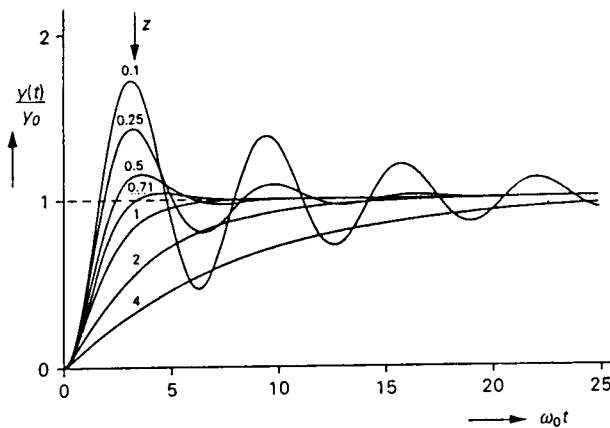


Рис. 2.43. Переходные характеристики системы второго порядка при различных значениях относительного коэффициента затухания z .

Критическое демпфирование ($z = 1$)

Предполагая снова, что начальные условия являются нулевыми, то есть $y(0) = 0$ и $(dy/dt)_{t=0} = 0$, а величина скачка на входе в момент $t = 0$ равна x_0 , получаем следующее выражение для переходной характеристики системы второго порядка при $z = 1$:

$$y(t) = x_0 \left\{ 1 - (1 + \omega_0 t) e^{-\omega_0 t} \right\}.$$

Как и ранее, конечное значение y_0 равно x_0 , но теперь на выходе нет затухающих колебаний (см. рис. 2.43).

Обычно измерители с подвижной катушкой бывают сконструированы таким образом, чтобы демпфирование у них было не точно критическим, а слегка недостаточным ($z = 1/\sqrt{2}$). Из-за этого происходит небольшое проскакивание стрелки (4%). Достоинство такого подхода состоит в том, что наблюдатель яснее видит, когда стрелка устанавливается на конечном значении. У такого значения коэффициента затухания z применительно к измерительным системам есть и другое достоинство: при $z \approx 0,7$ амплитудно-частотная характеристика оказывается горизонтальной в возможно более широком диапазоне частот (этот вопрос рассмотрен ниже; см. рис. 2.45).

Избыточное демпфирование ($z > 1$)

При тех же начальных условиях, что и выше, но с коэффициентом затухания z больше единицы, переходная характеристика $y(t)$ как реакция на входной скачок величины x_0 в момент $t = 0$ имеет вид:

$$y(t) = x_0 \left[1 - \left\{ \cosh(\omega_i t) + \frac{z\omega_0}{\omega_i} \sinh(\omega_i t) \right\} e^{-z\omega_0 t} \right],$$

где $\omega_i = \omega_0 \sqrt{z^2 - 1}$. В данном случае выходная величина будет постепенно приближаться («ползти») к конечному значению $y_0 = x_0$ (см. рис. 2.43).

Постоянная времени прибора или его время установления (готовности) t_s зависит от коэффициента затухания z , периода T_0 , соответствующего частоте свободных колебаний ($T_0 = 2\pi / \omega_0$), и, естественно, от допустимой относительной ошибки в конечной величине $\Delta y_0 / y_0$ (см. рис. 2.44). У кривых на этом графике имеются разрывы при $z < 1$, обусловленные тем, что при заданных значениях T_0 и относительной погрешности (скажем 0,1%) время готовности t_s увеличивается скачками при непрерывном уменьшении коэффициента затухания z . Причина скачков заключается в том, что время готовности каждый раз увеличивается на один период затухающих колебаний.

Частотную характеристику системы второго порядка легко найти, рассматривая RLC -аналог такой системы, показанный на рис. 2.42(с):

$$\bar{S}(\omega) = \frac{\bar{y}(\omega)}{\bar{x}(\omega)} = \frac{1}{1 + j\omega L/R - \omega^2 LC}.$$

Амплитудно-частотная характеристика имеет вид:

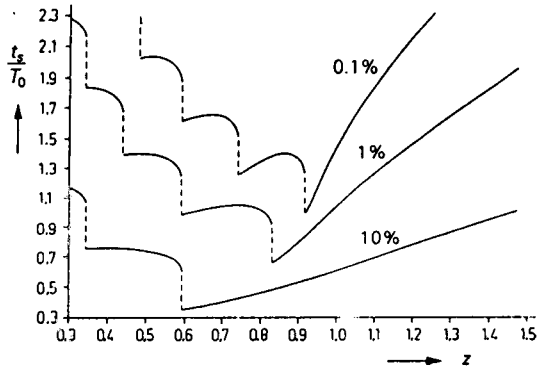


Рис.2.44. Время установления (готовности) t_s системы второго порядка при различных значениях допустимой относительной ошибки $\Delta y_0 / y_0$ в конечном результате y_0 . T_0 — период свободных колебаний, а z — относительный коэффициент затухания системы.

$$|\bar{S}(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 L^2 / R^2 + (1 - \omega^2 LC)^2}},$$

а для фазовой характеристики справедливо соотношение:

$$\text{Arg } \bar{S}(\omega) = -\arctg \left\{ \frac{\omega L}{R(1 - \omega^2 LC)} \right\}.$$

Подставляя $z^2 = L/4R^2C$ и $\omega_0^2 = 1/LC$, можно написать эти выражения в общей форме. Дифференцируя $|\bar{S}(\omega)|$ по ω , находим, что максимум $|\bar{S}(\omega)|$ достигается при $\omega_{\max} = \omega_0 \sqrt{1 - 2z^2}$ и значение $|\bar{S}(\omega)|$ в максимуме равно

$$|\bar{S}(\omega_{\max})| = \frac{1}{2z\sqrt{1 - z^2}}$$

(при $z \leq \frac{1}{2}\sqrt{2}$).

Частотная характеристика оказывается плоской в возможно более широком диапазоне частот, если $|\bar{S}(\omega_{\max})| = |\bar{S}(0)| = 1$, то есть в случае, когда $z = \sqrt{2}/2$. При этом ширина полосы системы равна $f_0 = \omega_0 / 2\pi$, где ω_0 — частота свободных колебаний. В точке $\omega = \omega_0$ фазовый сдвиг равен -90° . На очень высоких частотах сдвиг по фазе стремится к -180° , но никогда не превышает этого значения, а величина сигнала на выходе системы при этом почти равна нулю. Если $z < \sqrt{2}/2$, то амплитудно-частотная характеристика имеет пик на частоте затухающих колебаний (см. рис.2.45 (а) и (б)).

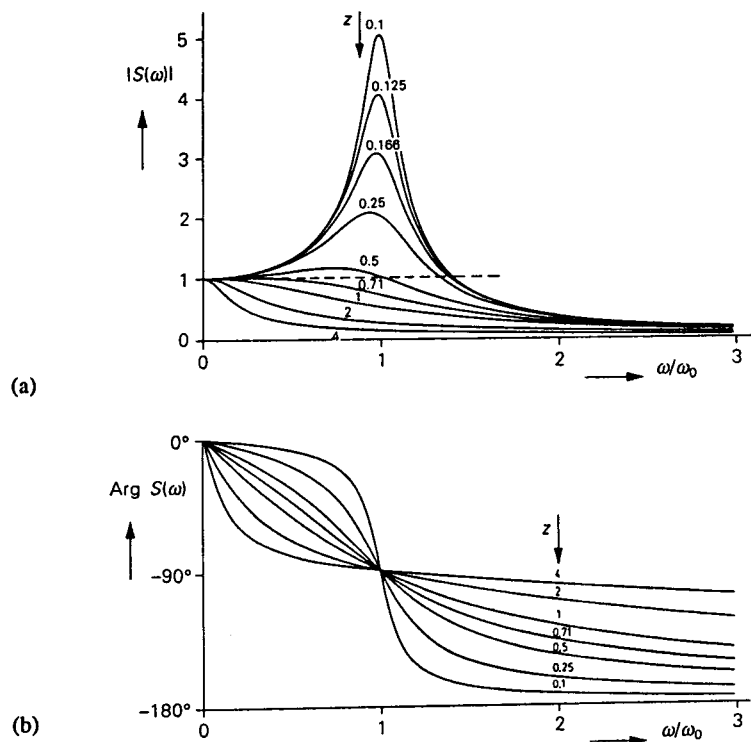


Рис. 2.45. (а) Амплитудно-частотная и (б) фазо-частотная характеристики системы второго порядка при различных значениях коэффициента затухания z .

Нелинейные системы

До сих пор мы рассматривали отклик систем, предполагая, что они являются линейными. Но что произойдет, если эти системы *нелинейны*? На рис. 2.32 уже было показано, что по мере того, как входные величины становятся достаточно большими, всякая реальная система, в конце концов, становится нелинейной из-за насыщения, перегрузки или ограничения. Сейчас на простом механическом примере мы проиллюстрируем, что происходит при этом с откликом.

Рассмотрим классический метод определения механической силы с помощью пружинного измерителя, в котором сила F_d , приложенная к внутренней пружине, преобразуется в пропорциональное изменение l длины пружины. Пусть штифт или кольцо, с помощью которых усилие передается пружине, обладают определенной массой, а о пружине предполагается, что у нее есть некоторое затухание. Тогда при малом входном воздействии, когда сила мала, и малом соответствующем изменении длины, можно воспользоваться аналогом, изображенным на рис. 2.42(b). Когда l мало, статическое поведение пружинного измерителя силы определяется законом Гука: $F_d =$

Kl , где K_l — жесткость пружины (ее коэффициент упругости). Динамическое поведение этой линейной системы уже рассмотрено: при малых нагрузках пружинный измеритель силы является линейной системой второго порядка «пружина с грузом» с демпфированием.

Однако в случае, когда прикладываемая сила велика, сказанное перестает быть справедливым: система становится нелинейной. Нелинейность возникает из-за того, что с увеличением растяжения или сжатия внутренняя пружина измерителя постепенно становится более жесткой или мягкой. Жесткость пружины больше не является постоянной. На рис. 2.46(a) показаны зависимости, иллюстрирующие статическое поведение такой нелинейной пружины.

Чтобы описать поведение пружинного измерителя силы более реалистично с учетом нелинейности, сделаем в линейном дифференциальном уравнении второго порядка, относящемся к механической системе с поступательным движением, подстановку: $v = dl / dt$. В результате получим:

$$m \frac{d^2 l}{dt^2} + D_l \frac{dl}{dt} + K_l l + \beta l^3 = F_d(t)$$

$$\text{и } l = l(t).$$

Нелинейность возникает из-за четвертого слагаемого в левой части первого из приведенных равенств. Предполагается, что нелинейность пружины симметрична (одинакова для растяжения и сжатия). Наличие нелинейности обусловлено тем, что степень l отлична от 1. Если $\beta > 0$, то пружина становится все более жесткой, по мере того, как она растягивается или сжимается. Если $\beta = 0$, то пружина линейна, а если $\beta < 0$, то она становится все менее упругой с ростом l . При очень малых значениях l система ведет себя как линейная система второго порядка, так как в этом случае $\beta l^3 < K_l l$ и поэтому членом βl^3 , ответственным за нелинейность, можно пренебречь.

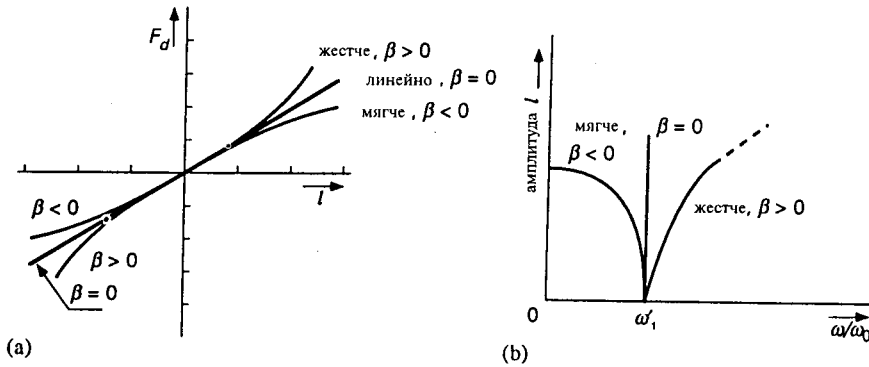


Рис.2.46. Нелинейная система «пружина с грузом». (а) Пружина, становящаяся более жесткой, $\beta > 0$; линейная пружина, $\beta = 0$; пружина, становящаяся более мягкой $\beta < 0$; F_d — сила, необходимая для растяжения/сжатия пружины на величину l . (б) Связь между амплитудой l основной гармоники свободных колебаний нелинейной системы и нормированной резонансной частотой ω / ω_0 .

Чтобы составить верное представление о динамическом поведении, рассмотрим сначала свободные колебания системы: $F_d(t) = 0$ при $t \geq 0$. Кроме того, предположим, что демпфирование отсутствует: $D_i = 0$. Однажды подвергнутая воздействию, система будет продолжать колебаться, порождая периодический сигнал $l = l(t) = l(t \pm nT)$, n — целое. Теперь период $T = 1/f = 2\pi/\omega$ зависит от амплитуды колебаний! Это показано на рис. 2.46(b). При малых отклонениях частота ω оказывается равной угловой частоте ω_0 линейной системы второго порядка. По мере того, как амплитуда отклонений растет, период укорачивается или удлиняется в зависимости от того, становится пружина более жесткой или менее жесткой ($\beta > 0$ или $\beta < 0$). Следует заметить, что теперь колебание $l = l(t)$ уже не является чисто синусоидальным, а помимо основной гармоники содержит гармоники высших порядков. Форма колебания также меняется с ростом амплитуды отклонений. Колебание является синусоидальным только при очень малых отклонениях.

Из нашего рассмотрения следует, что в случае нелинейных систем нельзя говорить о частотной характеристике, так как поведение системы теперь зависит от амплитуды! Принцип суперпозиции более не действует, и, как мы увидим дальше, динамическое поведение таких систем может быть самым удивительным.

Предположим теперь, что затухание уже не равно нулю ($D_i \neq 0$) и на систему действует синусоидальная внешняя возбуждающая сила $F_d = F_d(t)$ с постоянной амплитудой \hat{F}_d . На рис. 2.47 показано, что случится с такой системой, если пружина постепенно становится более жесткой ($\beta > 0$). На этом графике приведена зависимость амплитуды $l = l(t)$ основной гармоники от частоты возбуждения ω .

Чтобы построить эту зависимость, необходимо отфильтровать частоту основной гармоники, совпадающую с частотой прилагаемого извне силового воздействия, из (искаженного) сигнала $l(t)$. Здесь мы приводим только амплитуду этой основной гармоники (линеаризованное поведение). Как видим, резонансная кривая больше не имеет того привычного вида, кото-

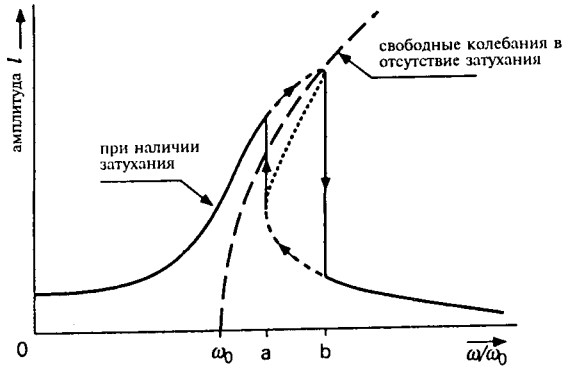


Рис. 2.47. Зависимость амплитуды основной гармоники вынужденных колебаний нелинейной системы «пружина с грузом» от частоты синусоидального воздействия постоянной амплитуды при наличии демпфирования (в случае, когда жесткость пружины увеличивается).

рый характерен для *линейной* системы второго порядка и показан на рис. 2.45(a). Она теперь наклонена в сторону более высоких частот; другими словами, она теперь перекошена. Если амплитуда \hat{F}_d синусоидального воздействия меняется, то пик резонансной кривой будет перемещаться по штриховой линии, которая является характеристикой свободных колебаний (как на рис. 2.46(b), $\beta > 0$).

Если частота возбуждающей силы увеличивается, но амплитуда \hat{F}_d остается постоянной, то выходная величина в системе «пружина с грузом» внезапно падает до много меньшего уровня (*явление перескока*) после того, как на частоте $\omega = b\omega_0$ достигается пик резонансной кривой. Когда частота уменьшается (опять же при неизменной амплитуде входного воздействия), амплитуда основной гармоники в сигнале $I(t)$ вдруг скачком переходит к большему значению на частоте $\omega = a\omega_0$. Следовательно, в интервале частот $b\omega_0 \leq \omega \leq a\omega_0$ система *неустойчива*. Установившийся режим никогда не может принадлежать кривой, изображенной точками внутри этого интервала. Мы видим, что резонансные кривые такого рода нелинейных механических систем обладают *гистерезисом*.

Если мы теперь вдобавок станем изменять *амплитуду* возбуждающей силы $F_d(t)$, то получим резонансные кривые, представленные на рис. 2.48. На рис. 2.48(a) показаны характеристики системы «пружина с грузом» в случае, когда жесткость пружины постепенно увеличивается, а на рис. 2.48(b) — для случая, когда жесткость пружины уменьшается.

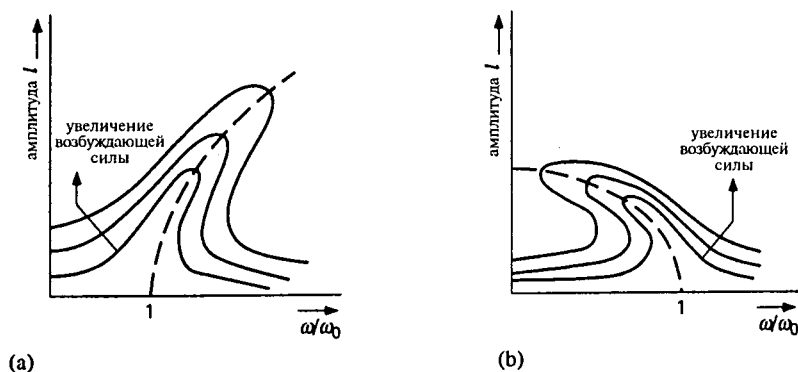


Рис. 2.48. Влияние амплитуды входного воздействия на резонансные кривые (см. рис. 2.47) нелинейной системы «пружина с грузом» при наличии демпфирования. На рис. (a) представлен случай, когда жесткость пружины увеличивается ($b > 0$), а на рис. (b) показаны амплитудно-частотные характеристики для случая, когда пружина постепенно становится мягче ($b < 0$).

Наконец, обратим внимание на тот факт, что у систем такого рода при возбуждении их синусоидальным воздействием, помимо *высших гармоник* на частотах $k\omega$, могут наблюдаться *субгармоники* на частотах ω/n (здесь k и n — целые числа). Обычно это происходит при малом, но не равном нулю затухании D_r .

Приведенный иллюстративный пример поведения нелинейной динамической системы ясно показывает, насколько сложными могут быть эти системы. Это обстоятельство является одной из причин, по которым в измерительных системах стараются избежать сколько-нибудь существенной (динамической) нелинейности: система становится слишком сложной.

2.3.3.3 Помехи

В разделе 2.3.3 мы видели, что взаимодействие между измерительной системой и измеряемым объектом состоит не только из желаемого воздействия объекта на измерительную систему, но и включает в себя также нежелательную реакцию объекта на подключение к измерительной системе. Как было показано, эту реакцию можно значительно ослабить, осуществляя сопряжение измерительной системы с измеряемым объектом.

В этом разделе мы рассмотрим взаимодействие между измерительной системой и ее окружением (см. рис. 2.49). Влияние окружающей среды на измерительную систему может сказаться на результате измерения, и потому оно является нежелательным и вносящим помехи.

Такое мешающее окружение может влиять на измерительную систему двумя способами: аддитивно и мультипликативно. В случае *аддитивных помех* параметр d , выражающий мешающее воздействие окружающей среды, вызовет появление сигнала y на выходе измерительной системы даже тогда, когда входной сигнал x отсутствует (измеряемая величина не подана на вход). Этот выходной сигнал складывается с той частью выходного сигнала, которая возникает при подаче на вход измеряемого сигнала x . Система откликается таким образом, как если бы у нее была такая передаточная функция, благодаря которой помеха могла бы «просачиваться» на выход y . Поэтому мерой того, в какой степени выходной сигнал подвержен влиянию помехи d , служит соответствующая чувствительность, а именно *чувствительность по отношению к помехе* (или коэффициент чувствительности) S_d :

$$S_d = \left(\frac{y}{d} \right)_{x=0}.$$

Передаточная функция может быть нелинейной, а реальные помехи часто имеют форму *приращения* Δd параметра d , выражающего влияние окружающей среды (как, например, в случае температуры окружающей среды или



Рис. 2.49. Взаимодействие между измерительной системой, измеряемым объектом, наблюдателем и их окружением (x - входной сигнал, y - выходной сигнал, d - помехи).

напряжения питания в системе). Поэтому более точным определением величины S_d будет следующее:

$$S_d = \lim_{\Delta d \rightarrow 0} \left(\frac{\Delta y}{\Delta d} \right)_{x=0} = \left(\frac{dy}{dd} \right)_{x=0}.$$

Можно считать, что аддитивные помехи являются результатом действия на входе эквивалентного сигнала помехи Δx_{eq} :

$$\Delta x_{\text{eq}} = \frac{S_d}{S} \Delta d,$$

где $S = (y/x)_{\Delta d=0}$ — чувствительность самой измерительной системы.

В случае *мультипликативного мешающего воздействия окружающей среды* помеха d сказывается на чувствительности S измерительной системы. Мерой восприимчивости измерительной системы к такого рода помехам служит *коэффициент помехи* (или функция мешающего воздействия) C_d :

$$C_d = \lim_{\Delta d \rightarrow 0} \frac{\left(\frac{\Delta S}{S} \right)}{\Delta d} = \lim_{\Delta d \rightarrow 0} \frac{1}{S(d_0)} \frac{S(d_1) - S(d_0)}{d_1 - d_0} = \frac{1}{S} \frac{\partial S}{\partial d},$$

где $d_1 - d_0 = \Delta d$.

Терминология: Когда имеют дело с помехой определенного вида, часто название этого вида помехи используется в словесном описании каждой из только что введенных мер. Например, мы говорим: *чувствительность к напряжению питания* S_v и *температурный коэффициент* C_T измерительной системы.

Даже в том случае, когда никакое входное напряжение не подано на вход нуль-детектора постоянного напряжения, стрелка измерительного прибора слегка отклонится. Величина этого отклонения зависит, в частности, от напряжения питания. Поэтому чувствительность по отношению к напряжению питания S_v , отражающая степень влияния этой *аддитивной помехи*, может составлять, например, $10 \text{ мкВ/В} = 10^{-5}$ (безразмерная величина).

Чувствительность (коэффициент усиления) измерительного усилителя определяется отношением сопротивлений двух резисторов, значения которых в какой-то мере зависят от температуры окружающей среды. Для подобной *мультипликативной помехи* температурный коэффициент C_T может равняться, например, $10^{-5}/\text{К}$.

Влияние мешающего воздействия окружающей среды на измерительную систему может быть сведено к минимуму путем применения наименее чувствительной измерительной системы. Кроме того, можно предпринять также следующие меры для еще большего ослабления нежелательного влияния окружающей среды:

— Можно *изолировать* измерительную систему (или ее часть) от внешних воздействий, например, путем электрического экранирования, стабилизации температуры окружающей среды, поддержания постоянной влажности и т.д.

— Можно применить метод измерения с *малой собственной чувствительностью к помехам* S_d . Например, мы можем сначала измерить выходной сигнал y_0 , обусловленный только аддитивной помехой (при $x = 0$), затем измерить сигнал, появляющийся на выходе в результате совместного действия входного сигнала и помехи, а после этого снова измерить выходной сигнал y_1 , вызванный только помехой. Тогда скорректированный по отношению к помехе результат измерения будет иметь вид: $y - \frac{1}{2}(y_0 + y_1)$.

— Можно построить измерительную систему из компонентов с *малыми значениями коэффициентов помех* C_d , используя, например, элементы с малыми температурными коэффициентами.

— Можно спроектировать измерительную систему таким образом, чтобы неизбежные в других случаях помехи здесь *компенсировали* друг друга посредством параллельной или последовательной компенсации, или в результате компенсации путем вычисления отношения. Эти три метода компенсации показаны на рис.2.50.

Параллельная компенсация в измерительной системе (или в ее критической части) заключается в расщеплении ее на две параллельные части S_1 и S_2 , каждая из которых подвергается действию одной и той же внешней помехи d . Чувствительность системы S оказывается равной $S = S_1 + S_2$, и действие любой *аддитивной помехи* уже не будет сказываться, если соответствующие чувствительности по отношению к помехе подсистем S_1 и S_2 будут удовлетворять соотношению:

$$S_{d1} = -S_{d2},$$

а S не будет чувствительна к *мультипликативной помехе* при

$$S_1 C_{d1} = -S_2 C_{d2}.$$

Метод *последовательной компенсации* состоит в том, что измерительная система разбивается на две части, включенные последовательно, и такие, что подвержены действию одной и той же внешней помехи d . Чувствительность системы равна $S = S_1 S_2$. Если

$$S_2 C_{d1} = -S_{d2},$$

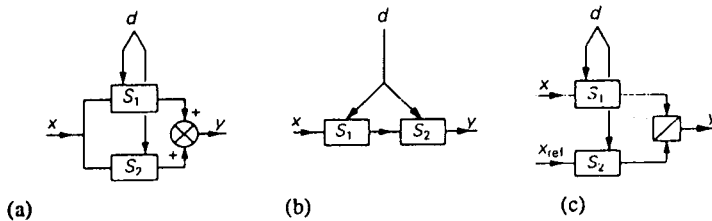


Рис.2.50. Три основных метода компенсации помех, возникающих в результате влияния окружающей среды: (а) параллельная компенсация, (б) последовательная компенсация и (с) компенсация путем вычисления отношения.

то аддитивные помехи уже не оказывают своего влияния, а действие мультипликативной помехи полностью подавляется, когда

$$C_{d1} = -C_{d2}.$$

Следует отметить, что последнее утверждение справедливо только в том случае, когда относительные изменения чувствительности подсистем S_1 и S_2 под влиянием помехи d (обозначаемые соответственно $\Delta S_1 / S_1$ и $\Delta S_2 / S_2$) много меньше 1.

Наконец, метод компенсации путем вычисления отношения эффективен только при борьбе с мультипликативными помехами. Чувствительность системы, в которой берется отношение, равна $S = S_1 / S_2 x_{\text{ref}}$, где x_{ref} — постоянная опорная величина. Внешняя мультипликативная помеха воздействует как на S_1 , так и на S_2 . Эта мультипликативная помеха подавляется в выходном сигнале, если

$$C_{d1} = C_{d2}.$$

Примером параллельной компенсации является дифференциальный усилитель с резистором в общей цепи эмиттеров. Ошибка смещения нуля двух входных биполярных транзисторов, равного 650 мВ, с температурным коэффициентом 2,5 мВ/К, уменьшается здесь до значения, приблизительно равного 1 мВ, с температурным коэффициентом ± 2 мкВ/К. Последовательная компенсация часто применяется для борьбы с помехами в измерительных преобразователях. Помеха компенсируется в схеме, включенной последовательно с источником измеряемого сигнала. Наконец, компенсация путем вычисления отношения происходит *де-факто* при любом измерении отношения.

— Можно изменить форму входного сигнала или его частотный спектр так, чтобы помеху можно было легко отделить от полезного сигнала. Например, в усилителе постоянного тока с преобразованием от постоянного напряжения, поступающего на вход, переходят к переменному сигналу (см. раздел 3.3.4). Это позволяет избежать влияния смещения по постоянному току и дрейфа внутри самого усилителя.

— Для борьбы с мультипликативными помехами можно воспользоваться обратной связью. На рис. 2.51 представлена схема, в которой за счет обратной связи из сигнала x на входе измерительной системы с чувствительностью S_0 вычитается β -ая часть выходного сигнала y . Чувствительность S_f системы в целом, с учетом обратной связи, уже не равна S_0 , а определяется соотношением

$$S_f = \frac{S_0}{1 + \beta S_0}.$$

Предположим, что S_0 зависит от температуры и температурный коэффициент равен

$$C_{T_0} = \frac{(\Delta S_0 / S_0)}{\Delta T}.$$

Температурный коэффициент C_{T_f} системы с обратной связью тогда равен

$$C_{T_f} = \frac{(\Delta S_f / S_f)}{\Delta T}.$$

Поскольку

$$S_f + \Delta S_f = \frac{S_0 + \Delta S_0}{1 + \beta(S_0 + \Delta S_0)},$$

отсюда следует, что

$$\frac{\Delta S_f}{S_f} = \frac{(\Delta S_0 / S_0)}{1 + \beta S_0 (1 + \Delta S_0 / S_0)}.$$

При малых отклонениях $\Delta S_0 / S_0 \ll 1$; поэтому

$$\frac{\Delta S_f}{S_f} \approx \frac{(\Delta S_0 / S_0)}{1 + \beta S_0},$$

и, следовательно,

$$C_{T_f} \approx \frac{C_{T_0}}{1 + \beta S_0}.$$

Говорят, что при $|1 + \beta S_0| > 1$ обратная связь отрицательна, а при $|1 + \beta S_0| < 1$ обратная связь положительна. Когда отрицательная обратная связь является глубокой, коэффициент помехи значительно уменьшается. Однако в этом случае и чувствительность, равная $S_f \approx 1 / \beta$, оказывается много меньшей, чем чувствительность S_0 исходной системы. Поэтому для достижения определенного значения чувствительности S_f , которая была бы свободна от влияния помех, необходимо, чтобы значение коэффициента передачи β было, по возможности, более точным и не зависело бы от действия помех. Теперь чувствительность системы определяется величиной β . За ослабление действия

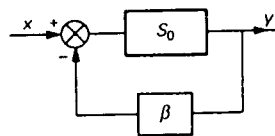


Рис. 2.51. Применение обратной связи в измерительной системе с исходной чувствительностью S_0 .

помех мы платим уменьшением чувствительности системы от исходного значения S_0 до величины $1/\beta$.

Отметим, что за счет отрицательной обратной связи *аддитивные помехи* уменьшаются во столько же раз, во сколько уменьшается чувствительность системы. Это означает, что отношение измеряемого сигнала к помехе (как на входе, так и на выходе) *не меняется* в результате введения обратной связи. Точно так же, в результате применения отрицательной связи отношение сигнал/шум измерительной системы не улучшается. Мы еще вернемся к вопросу об отрицательной обратной связи в разделе 3.3.4.

Сейчас мы рассмотрим несколько часто встречающихся источников помех, ограничившись только такими из них, с которыми приходится иметь дело в *электронных* измерительных системах.

Термоэлектричество

Термоэлектричество возникает в том случае, когда проводящая цепь в измерительной системе образована проводниками из двух или более разнородных материалов (точнее: из разнородных материалов или из материалов, находящихся в *различном состоянии*, если, например, один из них натянут, а другой нет). Это явление можно наблюдать в виде разности потенциалов, индуцируемой тепловыми процессами (контактной разности потенциалов) в месте контакта материалов, температура которых различна. Разность потенциалов зависит от перепада температур на стыке. Поэтому в случае, когда два контакта между отрезками проводников A и B из разных металлов находятся при различных температурах ($T_1 \neq T_2$, см. рис. 2.52), между двумя концами проводников A возникает заметное напряжение. Величина этого термоэлектрического напряжения (термоэдс) V почти прямо пропорциональна разности температур $T_1 - T_2$.

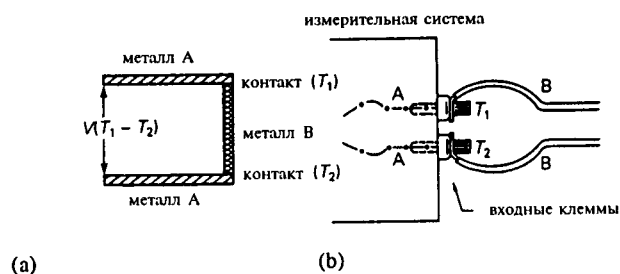


Рис. 2.52. Термоэлектричество в качестве аддитивной помехи в электрической системе. (а) Простая термопара, образованная двумя контактами разнородных металлов. (б) Входные клеммы вольтметра, как частный случай (а).

Термоэдс зависит также от того, из каких металлов выполнены проводники:

$$\left. \begin{array}{l} \text{Cu - Ag} \\ \text{Cu - Au} \\ \text{Cu - Cd/Sn} \end{array} \right\} 0,3 \text{ мкВ/К}$$

Cu - Pb/Sn: 3 мкВ/К

Cu - ковар: 500 мкВ/К

Cu - CuO: 1000 мкВ/К

В этом списке присутствуют следующие материалы:

- Pb/Sn: обычный припой;
- Cd/Sn: специальный припой для соединений с малыми термоэдс;
- Ковар: материал, используемый для изготовления выводов полупроводниковых приборов;
- CuO: окисел меди. (Поверхность проводника бывает покрыта слоем окиси. Этот слой необходимо разрушать, крепко скручивая проводники.)

Термоэдс в измерительной системе вызывают *ошибки смещения нуля* и потому носят характер *аддитивной помехи*. Чтобы избежать возникновения термоэдс, проводники внутри измерительной системы и те, которые подведены извне к ее входу, должны быть сделаны из одного и того же материала. Если это невозможно, то следует воспользоваться такой комбинацией металлов, которая порождает малую термоэдс. Кроме того, систему необходимо сконструировать так, чтобы избежать большой разности температур между входными клеммами.

Токи утечки

Когда изоляция между двумя проводниками, электрические потенциалы которых различны, не совершенна, от одного проводника к другому будет течь нежелательный ток. Величина этого тока зависит от материала изоляции, уровня примеси в нем, влажности окружающего воздуха, скопившегося мусора, поверхностной пленки и т. д. Цепи с большими значениями импедансов (с большим сопротивлением источника сигнала или с большим входным сопротивлением системы) особенно подвержены возникновению ошибок из-за *токов утечки*. Обычно токи утечки влияют только на чувствительность измерительной системы. Токи утечки вызывают *мультипликативные ошибки*, так как они эквивалентны включению дополнительной нагрузки.

Представление о порядке величины тока утечки можно составить, приняв во внимание, что сопротивление между двумя точками на печатной плате на расстоянии 1 см одна от другой через некоторое время с момента изготовления, как правило, не превосходит 10^8 Ом.

Можно принять ряд мер, чтобы обеспечить малое значение тока утечки, например, создав пыленепроницаемую оболочку. Чтобы минимизировать влияние влажности, можно обработать схему водоотталкивающим средством (силиконовым составом) или поместить схему в водонепроницаемый кожух, заполнив его гигроскопическим веществом (силикагелем).

Часто применяемым средством борьбы с токами утечки является преобразование входной цепи измерительной системы таким образом, чтобы свести к нулю напряжение на сопротивлении утечки. Одним из способов достичь этого является *активная защита* (см. рис. 2.53). Активная защита устраняет не только *резистивную утечку*, но также и «емкостную утечку». Действительно, если потенциал защитного экрана изменяется вместе с потенциалом защищаемого проводника, то все импедансы утечки, оказавшиеся внутри экрана, исключаются. В схеме на рис. 2.53 благодаря защитному экрану, окружающему незаземленный провод, происходит исключение импеданса утечки Z_r . Если потенциал защитного экрана задается повторителем напряжения с коэффициентом передачи $1 - \varepsilon$ (где ε — относительное отклонение от идеального случая, когда коэффициент передачи точно равен единице), то лишь ε -я часть исходного напряжения окажется приложенной к Z_r . В результате этого значение импеданса утечки будет казаться возросшим до величины Z'_r :

$$Z'_r = \frac{Z_r}{\varepsilon}.$$

Если, например, активная защита обеспечивается с погрешностью 1%, то импеданс утечки возрастает в 100 раз.

Очевидно, что значение ε никогда не может стать отрицательным. Это привело бы к возникновению положительной обратной связи и сделало бы систему неустойчивой.

На печатной плате часто создают вспомогательные проводящие дорожки по обе стороны того проводника, который должен быть защищен. Эти две медные полоски соединяются в одной единственной точке в месте их подключения к выходу повторителя напряжения. Для достижения большего увеличения импеданса утечки, необходимо, чтобы защитный экран возможно ближе подходил к измеряемому объекту и ко входу измерительной системы.

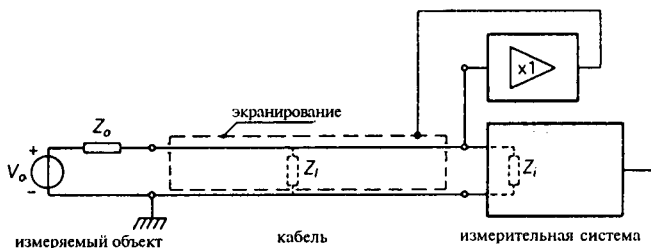


Рис. 2.53. Активная защита, применяемая в кабеле для подавления тока утечки, текущего по имеющему конечное значение импедансу Z_r между двумя проводниками, образующими соединительную линию.

Емкостная наводка помехи

Всегда существует некоторая ненулевая паразитная емкость C_p между входом измерительной системы и какой-либо расположенной поблизости линией переменного напряжения. В результате во входной цепи измерительной системы будет наводиться напряжение помехи (см. рис. 2.54). Самым распространенным примером такого рода является фон, возникающий из-за наводок со стороны силовой сети с частотой 50 или 60 Гц. Напряжение помехи на входе измерительной системы тем больше, чем больше значение совокупного импеданса во входной цепи $Z_o \parallel Z_i$. Емкостная наводка помехи является разновидностью аддитивного мешающего воздействия со стороны окружающей среды.

Существует несколько методов ослабления емкостных наводок. Можно увеличить расстояние до источника помехи (и тем самым уменьшить C_p). Можно также понизить значение импеданса во входной цепи. В этом последнем случае справедливо следующее рассуждение. Пусть напряжение, создаваемое источником помехи, равно V_d . Если емкость C_p такова, что ее импеданс много больше импеданса во входной цепи $Z_o \parallel Z_i$, то напряжение помехи, действующее на входе измерительной системы, можно найти по формуле:

$$V_i = v_d j\omega C_p (Z_o \parallel Z_i).$$

Ясно, что при уменьшении $Z_o \parallel Z_i$ величина V_i падает. Можно также экранировать входную цепь, поместив ее в заземленный проводящий экран (изготовленный из меди или алюминия, как показано на рис. 2.55).

В большинстве случаев однослойного медного экрана бывает достаточно, чтобы обеспечить защиту от емкостных наводок; медный экран очень хорошо преграждает путь электрическому полю. Как и выше, важно, чтобы экранирование было полным. Другими словами, необходимо, чтобы экран измеряемого объекта и измерительной системы простирался на возможно большее расстояние и в нем не было зазоров или щелей. В отношении высокочастотных помех существенно, чтобы экран не имел открытых тонких щелей и т.д.

Строго говоря, экран можно использовать только для защиты от наводок, но не в качестве заземленного проводника соединительной линии. На рис. 2.55 изображено правильное применение так называемого симметричного двухжильного кабеля. Экран кабеля надо заземлить на том конце кабе-

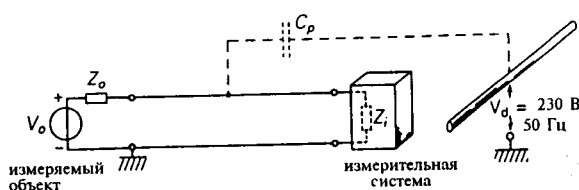


Рис. 2.54. Емкостная наводка помехи во входной цепи измерительной системы.

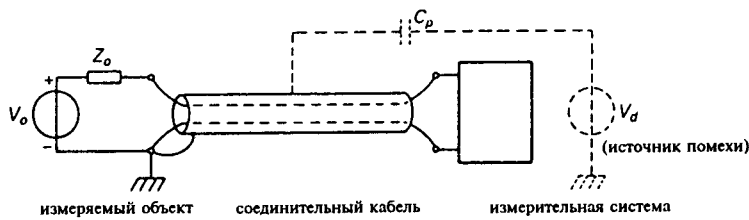


Рис. 2.55. Правильное экранирование от емкостной наводки.

ля, который подключен к цепи с наименьшим импедансом. Для системы, в которой измеряется напряжение, это всегда конец кабеля, обращенный к измеряемому объекту (так как $Z_o \ll Z_i$), а для системы, в которой измеряется ток, это всегда конец кабеля, обращенный к измерительной системе (так как $Z_o \gg Z_i$). В этом случае разность потенциалов между экраном и двумя проводниками оказывается настолько малой, насколько это возможно, что сводит к минимуму емкостную наводку со стороны экрана на проводники внутри кабеля.

Индуктивная наводка помехи

Если измерительная система (или ее входная цепь) размещена в меняющемся магнитном поле, то во входной цепи наводится напряжение помехи. Обычно меняющееся магнитное поле порождается текущим по проводнику переменным током или движущимися магнитными узлами механизма. То же самое, конечно, будет происходить и в том случае, когда в постоянном магнитном поле будут двигаться (вибрировать) подходящие ко входу системы проводники. Индуктивное наведение помех схематически изображено на рис. 2.56. Наведенные помехи являются разновидностью аддитивных возмущений. Наведенное напряжение помехи V_d равно:

$$V_d = -\frac{d\phi}{dt} = -\frac{d}{dt} \int_A B dA.$$

Предполагая, что магнитное поле однородно в пределах площади контура, образованного проводниками на входе системы, и что его индукция равна B , имеем:

$$V_d = -\mu_0 A \frac{dH}{dt}.$$

Выражая V_d в комплексной форме (в случае синусоидальной помехи), получаем следующее выражение для напряжения помехи на входных клеммах измерительной системы:

$$V'_d = V_d \frac{Z_i}{Z_i + Z_o}.$$

Напряжение V'_o , поступающее от измеряемого объекта, равно

$$V'_o = V_o \frac{Z_i}{Z_i + Z_o}.$$

Следовательно, отношение измеряемого сигнала к помехе V'_o/V'_d нельзя улучшить, изменяя импедансы Z_i и Z_o . Очевидно, что это справедливо только в том случае, когда частоты полезного сигнала V'_o и помехи V'_d одинаковы.

Приведенные соотношения показывают, что наводимое напряжение помехи растет с увеличением потока, пронизывающего площадь A , с увеличением напряженности магнитного поля $H(t)$, при более быстром изменении напряженности поля со временем, а также в том случае, когда первичный ток $I(t)$ (рис. 2.56) увеличивается или быстрее изменяется во времени.

Индуктивно наводимое напряжение помехи можно свести к минимуму несколькими способами. Например, напряженность магнитного поля вблизи измерительной системы можно уменьшить, разместив измерительную систему подальше от источника помехи. Можно также изменить пространственную ориентацию измерительной системы так, чтобы стал минимальным охватываемый поток. В конструкции типа той, какая изображена на рис. 2.56, этого можно достичь, расположив две проволочные рамки в перпендикулярных друг другу плоскостях. Кроме того, скручивая два проводника можно минимизировать площадь A (скрученная пара). Наконец, систему можно экранировать, воспользовавшись ферромагнитным экраном с большой относительной магнитной проницаемостью μ_r .

Эффективность магнитного экранирования лучше всего выражать коэффициентом экранирования F . Если напряженность (магнитного) поля без экрана H_o , а при наличии экрана — H_s , то коэффициент экранирования равен:

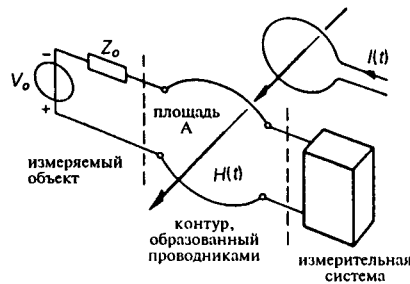


Рис. 2.56. Индуктивная наводка помехи на входе измерительной системы.

$$F = \left| \frac{H_0}{H_s} \right|.$$

Коэффициент экранирования зависит от геометрии экрана, а также от используемого материала. На рис. 2.57 показано, как изменяется магнитное поле, когда в однородное магнитное поле помещается цилиндрический экран.

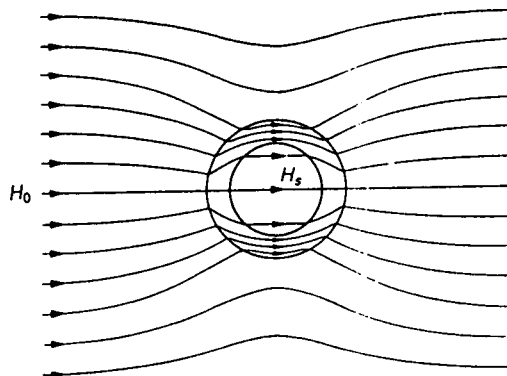


Рис. 2.57. Магнитное поле в присутствии цилиндрического магнитного экрана, размещенного поперек однородного магнитного поля H_0 .

С увеличением внешнего магнитного поля намагниченность магнитопровода растет нелинейно, и поэтому коэффициент экранирования сильно зависит от напряженности поля. На рис. 2.58 представлены зависимости коэффициента экранирования F от напряженности поля H_0 для различных ферромагнитных материалов при одинаковых условиях испытания (одинаковая форма и однородное поле). Резкое падение кривых $F(H_0)$ вызвано магнитным насыщением экрана.

Экран должен быть толстым, чтобы обеспечить надежное экранирование даже в очень сильных магнитных полях. Однако при этом можно сэкономить ферромагнитный материал, делая экран не сплошным, а состоящим из нескольких более тонких экранов, разделенных воздушным зазором. В этом случае можно получить такое же значение коэффициента экранирования при меньшем расходе материала.

Ферромагнитный экран, как правило, обладает не только высокой магнитной проницаемостью, но так же хорошо проводит электрический ток. Поэтому в случае, когда экран помещен в переменное магнитное поле, внутри него будут возникать вихревые токи. Из-за вихревых токов внешнее поле не может легко проникнуть вглубь экрана; вихревые токи действуют так, как если бы они были экраном по отношению к более глубоким слоям. Только

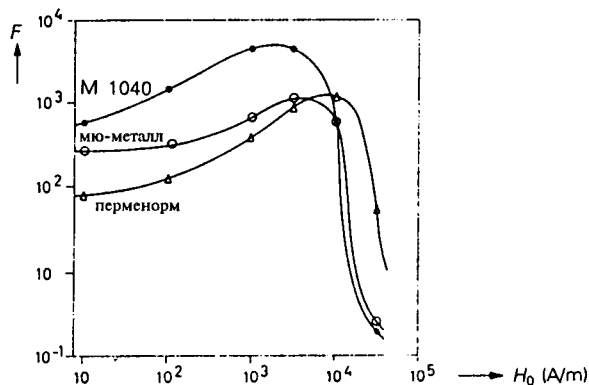


Рис. 2.58. Коэффициент экранирования F как функция напряженности поля H_0 для различных ферромагнитных материалов при толщине образца 1 мм на частоте 50 Гц. Относительная первоначальная проницаемость μ_n равна: у материала М 1040 $\mu_n \approx 40000$, у мю-металла $\mu_n \approx 25000$, у перменорма $\mu_n \approx 5000$.

самый внешний слой экрана служит проводником магнитного поля. Величина вихревых токов растет с увеличением частоты, так что способность проводить магнитное поле с ростом его частоты выталкивается к внешней поверхности. Результатом этого является так называемый магнитный скин-эффект, в соответствии с которым эффективная глубина проникновения внешнего поля (толщина скин-слоя δ) уменьшается при увеличении частоты:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_r \mu_0}}.$$

В этом выражении ρ — электрическое удельное сопротивление материала. Глубина скин-слоя δ — это толщина эквивалентного экрана, который необходим, чтобы магнитная проводимость была такой же, какой обладает настоящий экран из материала с тем же самым значением μ_r , но с $\rho = \infty$; другими словами, это эквивалентный экран, в котором не возникают вихревые токи. С уменьшением толщины скин-слоя магнитное сопротивление растет, и коэффициент экранирования увеличивается, как это показано на рис. 2.59.

Чтобы изготовить ферромагнитный экран для борьбы с переменным магнитным полем с малой толщиной скин-слоя δ и большим коэффициентом экранирования F , необходим материал с высокой электрической проводимостью (малые значения ρ) и высокой магнитной проницаемостью (большие значения μ_r). Поэтому часто осуществляют многослойное экранирование, применяя попарно экраны с высокой электрической проводимостью и высокой магнитной проницаемостью.

С увеличением частоты толщина скин-слоя δ уменьшается, а коэффициент экранирования растет. Поэтому на высоких частотах ($f > 10^5$ Гц) в боль-

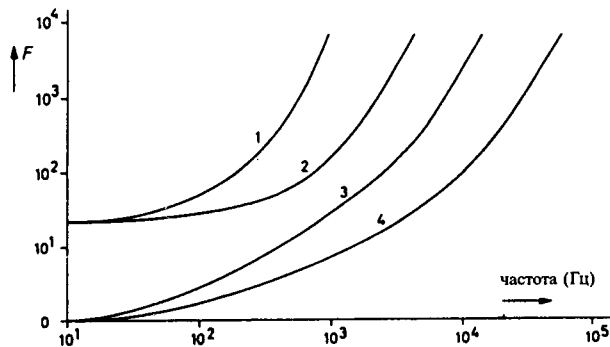


Рис. 2.59. Коэффициент экранирования F цилиндрического экрана, помещенного в поперечное магнитное поле, как функция частоты. Кривые 1 и 2 — для стального цилиндра с $\mu_r = 300$ и $\rho = 0,17$ мкОм·м; кривые 3 и 4 — для медного цилиндра с $\mu_r = 1$ и $\rho = 2$ мкОм·м. В случаях 1 и 3 диаметр цилиндров был равен 50 мм, а толщина их стенок — 3 мм; в случаях 2 и 4 диаметр и толщина равнялись 25 мм и 1,5 мм соответственно.

шинсть* случаев удовлетворительный коэффициент экранирования удается получить только в результате применения электрически проводящего экрана.

Помехи, возникающие из-за плохого заземления

В измерительной установке может случиться так, что измеряемый объект будет подключен к земляной шине не в той же точке, что и измерительная система; это может произойти, например, когда используются две различные розетки силовой сети. Такой случай показан на рис. 2.60.

В подобным образом заземленной аппаратуре могут возникать значительные наводки из-за паразитных токов, протекающих по земле. Как правило, сопротивлением R_g по земляной шине между измеряемым объектом

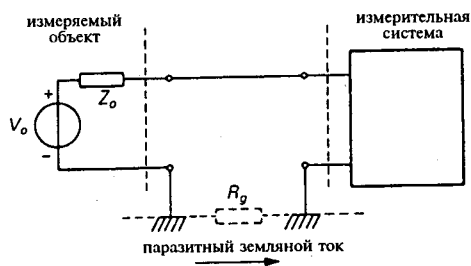


Рис. 2.60. Заземление измеряемого объекта и измерительной системы в различных точках земляной шины.

и измерительной системой нельзя пренебрегать (оно бывает порядка 0,1 Ом/м). Это ненулевое сопротивление и паразитные блуждающие токи, протекающие по земляной шине (вызываемые в ней другим оборудованием, подключенным к этой же шине), создадут на R_g напряжение, оказывающееся включенным последовательно с напряжением источника V_o . Когда должны быть измерены малые сигналы, эти аддитивные возмущения будут относительно велики, и проведение чувствительных измерений может быть легко нарушено.

Способ, к которому часто прибегают, чтобы избежать влияния паразитных токов, состоит в строгом следовании правилу *единственной точки заземления* для измеряемого объекта и измерительной системы (как это изображено на рис. 2.61).

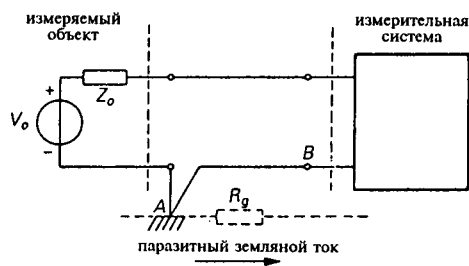


Рис.2.61. Заземление входной цепи измерительной системы в одной точке.

Теперь напряжение на R_g остается в стороне от входной цепи измерительной системы и потому не оказывает влияния. Для большинства измерений этот метод заземления является предпочтительным и обеспечивает надлежащее устранение помех от паразитных токов. Однако малое напряжение помехи все же присутствует, так как система заземлена посредством проводника AB . По этому проводнику течет ток земли измерительной системы. Преобладающая роль в возникновении инструментального земляного тока принадлежит емкостной связи между первичной и вторичной обмотками силового трансформатора в данном приборе, которая может вызвать значительный по величине переменный ток частоты 50 или 60 Гц. Правда, этот инструментальный ток земли обычно много меньше, чем указанный на рис. 2.60 ток, текущий по земляной шине. И все же, поскольку сопротивление R_{AB} включено последовательно с источником сигнала, эта помеха может создать значительный фон на входных клеммах измерительной системы.

Чтобы в еще большей степени избежать влияния помех, возникающих в результате несовершенства заземления, целесообразно воспользоваться измерительной системой с *симметричным входом* относительно земли. При таком устройстве входной цепи вход называют также *плавающим* или *диффе-*

ренциальным. Мы вернемся к измерительным системам такого типа в разделе 3.3.4. Это общепринятый способ, применяемый при измерении очень малых входных сигналов. В таких дифференциальных измерительных системах происходит измерение только разности потенциалов между входными клеммами (помеченными знаками + и – или надписями типа «Hi» и «Low» в схеме на рис. 2.62). Заземление такой системы осуществляется через отдельный входной зажим (клемма 0 или «Gnd» на рис. 2.64). Такое заземление корпуса или кожуха необходимо по соображениям безопасности. Ток земли измерительной системы потечет через эту отдельную клемму и поэтому останется в стороне от входной цепи. Напряжение, возникающее на сопротивлении земляной шины R_g , накладывается на потенциалы обоих входных зажимов (относительно клеммы 0) — и того, который отмечен знаком +, и того, который отмечен знаком –. Подобная дифференциальная измерительная система бывает специально сконструирована таким способом, чтобы быть максимально нечувствительной к любому напряжению, которое одновременно присутствует на двух входных зажимах.

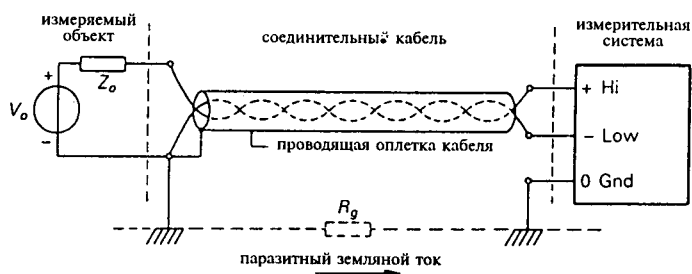


Рис. 2.62. Измерительная система с симметричным относительно земли входом и экранированным соединительным кабелем с двумя скрученными внутренними проводниками.

О нечувствительности измерительной системы говорят как об «ослаблении»; в частности, нечувствительность системы к потенциалам, которые являются общими для обеих клемм со знаками плюс и минус, называют «коэффициентом ослабления синфазного сигнала». Способность системы реагировать на разность потенциалов между входами + и – характеризуется «чувствительностью по отношению к дифференциальному сигналу» (см. также раздел 3.3.4).

На рис. 2.62 показано также, как избежать емкостных наводок путем экранирования кабеля проводящей оплеткой, заземленной на стороне измеряемого объекта (при измерении напряжения). Кроме того показано, что благодаря применению кабеля с двумя внутренними скрученными проводниками можно избежать индуктивной наводки.

Рассмотренные выше методы устранения помех, то есть применение активной защиты или экранирование с заземлением, исключение из входной

цепи импедансов, по которым протекают паразитные токи, и компенсация возмущений, применяются не только при электронных измерениях, но и почти во всех областях физики и техники. Однако, к сожалению, обсуждение этой темы в общем виде для всех этих областей быстро стало бы громоздким и заняло много времени.

2.3.3.4 Влияние наблюдателя: методы сопряжения

В разделе 2.3.3 мы видели, что взаимодействие между измерительной системой и наблюдателем состоит из двух компонент. Желательная компонента — это влияние измерительной системы на наблюдателя, посредством которой наблюдателю доставляется измерительная информация. Нежелательной компонентой является влияние наблюдателя на измерительную систему. К сожалению, эта последняя компонента часто приводит к тому, что результат измерения зависит от наблюдателя.

Например, результатом измерения с помощью стрелочного прибора является отклонение стрелки, значение которого отсчитывается по расположенной за стрелкой фиксированной калиброванной шкале. Если между шкалой и стрелкой имеется некоторое расстояние, то правильным результатом является тот отсчет по шкале, на который приходится точка ортогональной проекции стрелки на плоскость шкалы. Когда наблюдатель регистрирует положение стрелки, не расположив глаз в проходящей через стрелку плоскости, перпендикулярной шкале, он фактически изменяет процедуру измерения (производя отсчет по наклонной проекции, а не по ортогональной). Поэтому результат измерения становится другим (ошибка из-за параллакса). Наблюдатель вносит ошибку считывания.

Кроме неправильных наблюдений (*ошибок считывания*), ошибки могут возникать также из-за влияния наблюдателя на работу измерительной системы (*ошибки настройки*). Другими словами, ошибки, как следствие влияния наблюдателя, происходят на «стыке» между наблюдателем/оператором с одной стороны и измерительной системой с другой.

Пример. Когда с помощью плавно подстраиваемого моста осуществляется измерение импеданса, наблюдатель/оператор вносит как ошибки считывания (при регистрации показаний нуль-детектора и при отсчете по шкале регуляторов, посредством которых производится подстройка импедансов моста), так и ошибки настройки (установка нуля на нуль-детекторе, балансировка моста с помощью регулируемых элементов моста). Если чувствительность нуль-детектора к изменениям параметров моста сделать малой, то ошибки, являющиеся следствием влияния наблюдателя/оператора, будут в данном примере, главным образом, ошибками чтения. В этом случае для получения малых ошибок необходимо, чтобы показания нуль-детектора регистрировались чрезвычайно точно. Если сделать чувствительность нуль-детектора большой (когда малый разбаланс элементов моста вызывает большое отклонение), то необходимо с исключительной точностью настраивать мост. Теперь основную роль в ошибках, связанных с влиянием наблюдателя, играют ошибки настройки. (В этом примере, ради простоты, мы не рассмат-

риваем ошибки чтения, допускаемые впоследствии при отсчете показаний регуляторов моста.) На практике стараются свести ошибки чтения и ошибки настройки примерно к одинаково малым значениям (оптимальное измерение).

Чтобы ошибки, возникающие из-за влияния наблюдателя/оператора, сделать малыми, необходимо адаптировать измерительную систему к навыкам наблюдателя.

Это достигается подгонкой тех частей измерительной системы, которыми она непосредственно обращена к наблюдателю (устройства индикации) или оператору (пульт управления, кнопки, ручки и т. д.), под специфические характеристики, которыми, как можно ожидать, обладает наблюдатель/оператор.

В разделе 2.3.3 мы ввели термин наблюдатель/оператор в самом общем виде, включив в это понятие как человека, так и машину-автомат, играющую роль наблюдателя и оператора (компьютер, например). Когда результаты измерения поступают в машину, можно надлежащим образом сопрячь выходную часть измерительной системы с этой машиной, или, наоборот, осуществить согласование входной части машины с выходом измерительной системы, в результате чего ошибки, связанные с воздействием наблюдателя на систему (например, из-за нагружающего действия или неточности настройки), будут сведены к минимуму. Точно так же можно осуществить сопряжение выходного узла машины с управляющими входами измерительной системы, чтобы лучше управлять ею. Поэтому при согласовании на стыке между машиной-автоматом в роли наблюдателя/оператора и измерительной системой почти никогда не возникает никаких проблем.

Что же касается случая, когда наблюдателем/оператором является человек, то можно заметить, что после определенного времени его тренировки, связанные с ним ошибки становятся меньше. Человек сам приспособливается к данной измерительной системе. Цель адаптации измерительной системы к человеку, выступающему в роли наблюдателя/оператора, состоит в том, чтобы обеспечить возможность быстрого получения правильных результатов измерений необученным наблюдателем и сделать наблюдения и регулировки менее утомительными, в результате чего вероятность допущения человеком промахов и ошибок уменьшается.

Ниже мы ограничимся рассмотрением сопряжения измерительной системы с наблюдателем/оператором — человеком. В данном случае измерительная система должна выдавать результат измерения в таком виде, чтобы его отображение органами чувств наблюдателя было идентично информации, содержащейся в результате измерения. Изучение того, каким должно быть такое представление, — это одна из задач *эргономики* и *сенсорной психологии*. Кроме того, управление измерительной системой должно быть сконструировано так, чтобы предотвратить возникновение ошибок настройки, насколько это возможно.

Почти во всех измерительных приборах предполагается, что перенос информации будет происходить исключительно посредством зрения, то есть только одного из пяти чувств человека (зрение, слух, осязание, обоняние и вкус). Поэтому сигнал на выходе электрической измерительной системы дол-

жен быть преобразован в оптический сигнал. Это осуществляется с помощью выходного преобразователя — *устройства индикации*. Человек почти всегда вручную управляет прибором и выполняет его регулировку; следовательно, необходимо, чтобы органы управления прибором (ручки, клавиши и т. д.) были рассчитаны на работу рукой, то есть были удобны с точки зрения наших осязательных навыков, силы и размера наших пальцев.

Ниже приведены несколько соображений, которые должны быть приняты во внимание, чтобы с прибором было удобно работать. Органы управления необходимо расположить справа (для оператора-правши), объединив их в функциональные или логические группы. Органы управления и переключатели не должны быть слишком маленькими и не должны быть размещены слишком близко друг к другу. Для плавных регулировок, не требующих больших усилий, нужно применять ручки с неглубоким рифлением. Если важным является положение органа управления, то ручка должна быть снабжена стрелкой или шкалой в окошке.

Соображения, касающиеся удобства визуального наблюдения, таковы. Форма и размер символов, используемых в устройстве индикации, должны гарантировать удобочитаемость результата измерения; фон должен быть возможно более контрастным, причем предпочтительно иметь черные буквы на белом фоне или наоборот. Тип шкалы должен соответствовать функциям, возложенным на устройство индикации. Например, если необходимо сравнивать две величины, то следует воспользоваться двумя расположенными рядом измерительными приборами с вертикальными шкалами. Для считывания значений измеряемых величин предпочтительнее измерительные приборы с горизонтальными шкалами. Для регистрации быстро флуктуирующих величин применяют стрелочные приборы с круговой шкалой. Направление, в котором происходит изменение положения указателя с ростом измеряемой величины, должно быть следующим: при горизонтальной шкале — слева направо; при вертикальной шкале — снизу вверх; при круговой шкале — по часовой стрелке.

Различают два типа устройств индикации: аналоговые или непрерывные устройства и цифровые или дискретные устройства. *Аналоговое устройство индикации* может показать любое значение между заданными нижним и верхним пределами; диапазон индицируемых значений непрерывен. Такого типа устройство индикации называют аналоговым, поскольку указатель в нем движется соответственно входной величине. У *цифрового устройства индикации* диапазон возможных значений дискретен, то есть может воспроизводиться только конечное число значений между заданными нижним и верхним пределами.

У большинства аналоговых приборов отсчет производится примерно одним и тем же способом, обычно по результату вращательного или поступательного движения указателя по отношению к фиксированной опорной сетке или шкале (см. рис. 2.63). Отклонение указателя по отношению к его исходному положению служит мерой измеряемой величины. Примерами такого рода являются отклонение электронного луча, определяемое по сетке на экране электронно-лучевой трубки, или движение указателя горизонта в искусственном горизонте на самолете.

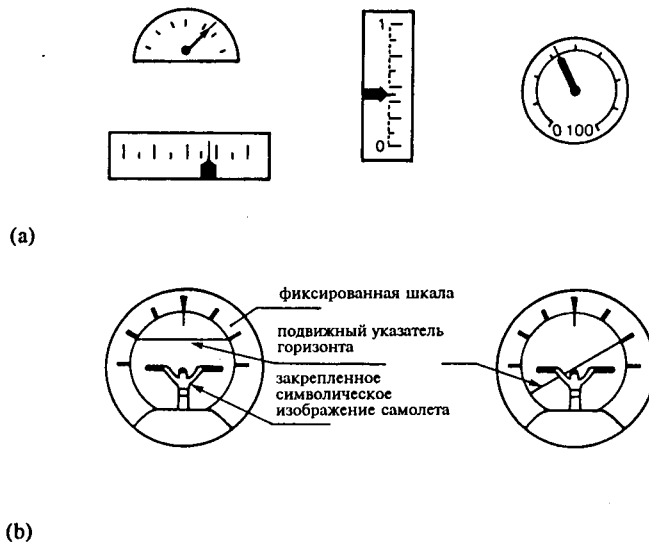


Рис. 2.63. Традиционные аналоговые устройства индикации. (а) Приборы с фиксированной шкалой и вращательным или поступательным движением указателя. (б) Сложное аналоговое устройство отображения (искусственный горизонт).

Цифровые устройства индикации, чаще всего применяемые для целей измерений, в большинстве случаев вырабатывают последовательность символов (цифр, арифметических знаков, букв и т. д.). На рис. 2.64 приведены примеры таких устройств: цифровой индикатор, который показывает только цифры (рис. 2.64(а)), и алфавитно-цифровой индикатор (рис. 2.64(б)), способный воспроизводить также другие символы. Оба индикатора, показанные на рис. 2.64, используются в электрооптических устройствах отображения.

Кроме аналоговых и цифровых устройств индикации существуют также гибридные устройства. Они, по существу, являются цифровыми устройствами, у которых способ представления младшего десятичного разряда носит непрерывный характер, как, например, счетчик пройденного расстояния на спидометре автомобиля (см. рис. 2.65).

Аналоговое устройство индикации не только показывает *величину* отклонения, но обеспечивает также наглядное отображение *тенденции* изменения отклонения во времени. Производная отклонения dy / dt определяет скорость и направление изменения $y(t)$. Цифровое же устройство индикации, напротив, не годится для отображения тенденции изменения измеряемой величины. Таким образом, аналоговое устройство является не только *индикатором величины*, но также и устройством, воспроизводящим *направление изменения*. Это обеспечивает наличие ряда достоинств, проявляющихся особенно ярко при установке, выравнивании или подстройке прибора. Используя аналоговое устройство индикации, эти действия можно, как правило, выполнить быстрее. (Поэтому нуль-детектор должен иметь аналоговый

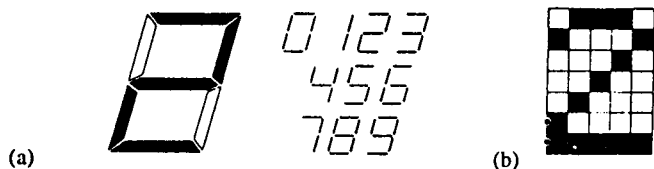


Рис. 2.64. Сегментные устройства индикации: (а) с семью сегментами и (б) матричный элемент (дисплей), содержащий 5×7 точек.

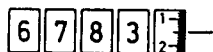


Рис. 2.65. Гибридное устройство индикации. В первых четырех разрядах значение меняется скачком, а в последнем разряде движется плавно.

индикатор.) Однако применение аналогового устройства индикации означает неизбежное внесение *ошибки чтения*. При использовании цифрового устройства индикации такие ошибки не вносятся. Подразумевается, что даже в том случае, когда отклонение указателя вдоль шкалы аналогового измерителя является абсолютно правильным, точный отсчет все же произвести нельзя.

Регистрируя показания аналогового измерителя, наблюдатель приписывает отклонению стрелки определенное значение на шкале. Затем он действует, по существу, как аналого-цифровой преобразователь. Однако по ходу этих действий наблюдатель допускает ошибки (ошибки вследствие параллакса, ошибки интерполяции и т. д.), относительно которых предполагается, что они случайно распределены в окрестности истинного значения. К сожалению, воспроизводимость результатов у такого одушевленного аналого-цифрового преобразователя довольно плохая. Поэтому точность, которой можно достичь, применяя аналоговое устройство индикации, низка (приблизительно лишь 0,1 — 1% от полной шкалы).

При считывании измеренного значения по аналоговому устройству индикации вносятся ошибки (ошибки вследствие параллакса, ошибки интерполяции и — в случае, когда перед измерением нужно устанавливать нуль прибора, — ошибки смещения). Чтобы минимизировать эти ошибки, важно согласовать прибор с наблюдателем. Интерполяцию легче осуществить, когда шкала линейна, ее размеры велики, она нанесена четко и разбита на 10 или на 3 крупные доли. Зеркальная шкала значительно уменьшает ошибки вследствие параллакса.

Поскольку цифровое устройство индикации выдает наблюдателю число, ошибки чтения не происходит. (Правда, наблюдатель может все же допустить ошибку другого рода, а именно, *сбиться* при считывании или *спутать*

цифры.) Поэтому цифровые устройства индикации бывают специально рассчитаны на то, чтобы показывать постоянные значения с высокой точностью. Единственной ошибкой, вносимая при использовании цифровых устройств индикации, это *ошибка квантования*, обусловленная конечной разрешающей способностью дисплея. В большинстве цифровых устройств индикации младшие разряды просто отбрасываются, вследствие чего возникает ошибка усечения. Величина этой ошибки обратна значению индицируемого числа (без учета десятичной запятой).

Как мы видели, считывание данных с аналогового устройства индикации по своей природе сопряжено с внесением ошибок чтения, тогда как применение цифрового устройства индикации обуславливает наличие ошибок квантования. Измерительная система вносит свои ошибки (ошибки, возникающие в самой системе и вследствие помех со стороны окружающей среды). Эти ошибки часто называют *ошибками отображения*. Очевидно, нет смысла в проектировании системы с ошибками отображения, много меньшими чем ошибка чтения или ошибка квантования.

Ошибки чтения, происходящие при использовании аналогового устройства индикации, являются постоянными ошибками: они имеют постоянную величину во всем интервале значений, на который рассчитан прибор. Поэтому абсолютное значение ошибки не зависит от величины отклонения указателя и его принято выражать в процентах *относительно полной шкалы*. Например, ошибки отображения, возникающие из-за ухода чувствительности измерительной системы от номинального значения, вызовут погрешность, величина которой будет постоянна в пределах всей линейной шкалы устройства индикации. Поэтому данная ошибка указывается в процентах по отношению к *индицируемому значению*. На рис. 2.66 в качестве примера представлен случай, когда указание в технических характеристиках погрешности

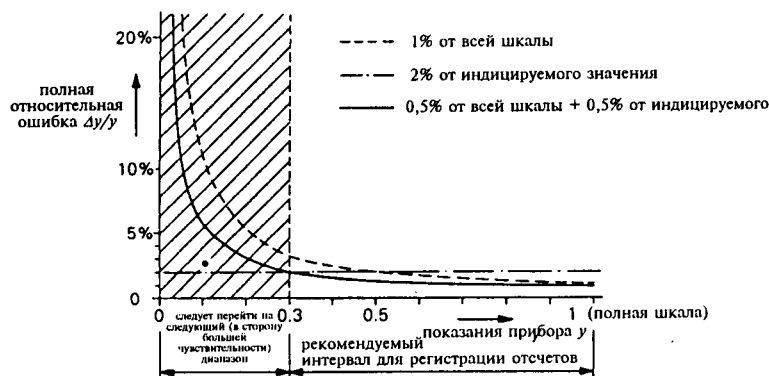


Рис. 2.66. Относительная погрешность $\Delta u/u$ показаний прибора u для трех различных вариантов определения погрешности, указываемой в технических характеристиках для аналогового устройства индикации с линейной шкалой.

в процентах только по отношению ко всей шкале или только по отношению к индицируемому значению является слишком грубым; в этом примере предполагается, что ошибка отображения составляет 0,5% относительно индицируемого значения, а ошибка чтения — 0,5% от всей шкалы, и отсчет производится на интервале от 30% до 100% полной шкалы. Устройство индикации окажется фактически более точным, если в качестве погрешности будет указана только одна из упомянутых относительных ошибок.

2.4 Структура измерительных систем

До сих пор мы называли измерительной системой всю совокупность измерительных приборов и устройств, необходимых для проведения измерения. При этом под «системой» понимался как одиночный прибор, так и сложная измерительная установка. Мы не детализировали внутреннюю конфигурацию или структуру измерительной системы. В этом параграфе мы рассмотрим функциональную внутреннюю структуру измерительной системы (см. рис. 2.67).

Информация, которую мы хотим получить от измеряемого объекта, не всегда имеет форму активной информации. В тех случаях, когда измеряемая величина не является активной, необходимо воспользоваться *источником возбуждения*, который будет оказывать воздействие на измеряемый объект. Тогда отклик объекта (вместе с самим воздействием) будет содержать желаемую информацию. Если же измеряемый объект сам порождает сигнал, уже содержащий желаемую информацию, то во внешнем возбуждении нет необходимости.

Часто параметр или переменная величина, которую мы хотим измерить, имеет электрическую природу. Когда нужно измерить неэлектрические параметры или переменные, такие как жесткость, тепловое сопротивление, смещение и т. д., чаще всего применяется того или иного рода *датчик* или преобразователь, и система в целом не остается чисто механической или тепловой измерительной системой. В датчике входной параметр или пере-

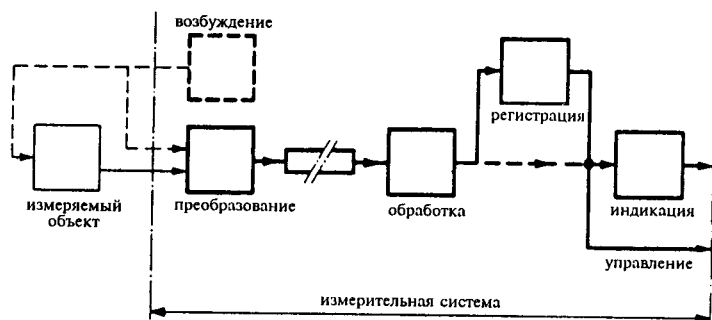


Рис. 2.67. Обобщенная внутренняя структура измерительной системы.

менная трансформируются в электрический выходной сигнал, который несет информацию об исходной измеряемой величине.

Большим достоинством такого преобразования в электрический сигнал является тот факт, что оно дает нам возможность в дальнейшем обрабатывать информацию с помощью электроники, а это совсем не дорогой и гибкий способ обработки. Например, в таком виде информацию легко передавать на большие расстояния при минимальном мешающем действии окружающей среды. *Передавая* измерительную информацию, мы можем осуществлять измерения на расстоянии (это называют *телеметрией*). Особенно полезно это для измерений в недоступных местах или в агрессивной среде, например, под водой (в океанографии), в атмосфере (в метеорологии) или при измерении большого числа объектов, которые разнесены далеко друг от друга (например, измерения в пищевой или нефтяной промышленности).

Иногда передача информации осуществляется другими, неэлектрическими средствами. В некоторых отраслях обрабатывающей промышленности, где имеют дело с воспламеняющимися веществами, для передачи информации применяют пневматическую телеметрию. Данные измерений в этом случае передаются по тонким трубкам посредством давления газа.

Если телеметрический канал оборван (или в нем произошло короткое замыкание), то в некоторых случаях внезапное появление нуля на выходе может быть опасным, когда известно, что измеряемая величина заведомо не равна нулю. По этой причине часто определенное значение тока или напряжения покоя принимают за нулевое значение, называя его «живым нулем». Когда «живой ноль» нарушается, неполадки обнаруживаются и активизируется механизм, обеспечивающий безопасность при возникновении неполадок, чтобы вернуться к безопасным условиям работы.

В телеметрической системе измерительная информация не обязательно бывает представлена в виде величины электрического потенциала или тока. Иногда, чтобы сделать систему менее чувствительной к возмущениям, информацию помещают в *частоту* сигнала или в *длительность импульсов*, следующих с постоянной частотой, или даже передают ее в цифровом виде. Эти методы передачи обладают большой помехоустойчивостью и лучше защищены от шумов.

Как правило, электрический сигнал на выходе датчика не пригоден для того, чтобы быть непосредственно представленным наблюдателю. Часто бывает необходимо сначала подвергнуть его обработке того или иного вида (усилению, фильтрации, коррекции нелинейности датчика и др.).

После такой обработки сигнал может быть представлен наблюдателю. Мы можем показать результат человеку-наблюдателю или управлять посредством результирующего выходного сигнала механическим наблюдателем (автоматом). Выходной сигнал можно также временно сохранить в памяти и воспользоваться им позднее. В этом случае говорят о *регистрации* результата измерения.

Не во всякой измерительной системе имеются все шесть подсистем, указанных на рис. 2.67. Подсистемы не обязательно должны следовать в том порядке, как указано в нашем примере. Часто, например, какая-то обработка сигнала производится до его передачи.

Иногда различные подсистемы могут быть объединены в один измерительный прибор, но могут быть также реализованы порознь, как отдельные устройства. Магнитофон, например, является лишь регистрирующим прибором, тогда как перьевой самописец служит как для регистрации результата измерения, так и в качестве устройства индикации.

Ниже рассматриваются подсистемы, на которые мы разбили измерительную систему общего вида.

Датчики

В начале главы 2 мы определили (измерительный) сигнал как энергетическое физическое явление, несущее информацию. Предполагается, что такой сигнал относится к соответствующей области физики или к ее определенному разделу. Например, механический, тепловой, электрический и магнитный сигналы принадлежат каждый к своей собственной соответственной физической области. Чтобы обеспечить перенос из одной физической области в другую (см. главу 1), должна существовать возможность отображать сигналы из одной физической области на сигналы из другой области. Такое отображение осуществляют «преобразователи», которые способны энергетическое физическое явление одного рода (из одной области) преобразовывать в явление другого рода (в другой области). При преобразовании должна сохраняться информация, содержащаяся в исходном энергетическом явлении. Такие сохраняющие информацию энергетические преобразователи называют *измерительными датчиками*.

Кроме отображения сигналов, принадлежащих различным областям, друг на друга, необходимо также иметь возможность отображать друг на друга сигналы из одной и той же области. В этом случае энергетическое явление преобразуется в подобное ему энергетическое явление с сохранением соответствующей информации, содержащейся в исходном явлении. Может понадобиться увеличить мощность явления (усиление мощности), или опустить какую-то ненужную информацию (фильтрация). Такие преобразователи мы подробно рассмотрим в параграфе 3.3, где речь пойдет об электронной обработке сигналов.

Происходящие в веществе физические эффекты, используемые для отображения сигналов из различных областей называют эффектами переноса, тогда как для отображения сигналов в пределах одной области используются происходящие в веществе эффекты, называемые прямыми. Вот примеры эффектов переноса: из электрической области в тепловую — эффект Пельтье; из тепловой области в электрическую — эффект Зеебека; из магнитной области в электрическую — эффект Холла. Примеры прямых эффектов, происходящих в веществе: в электрической области — электрическое сопротивление; в механической области — упругость.

В отношении свойства датчиков преобразовывать энергию различают два типа датчиков: пассивные и активные.

Пассивными являются такие датчики, которые функционируют без потребления энергии от вспомогательного источника (см. рис. 2.68(а)). Средняя

мощность сигнала на выходе P_o является частью средней мощности P_i , отдаваемой измеряемым объектом. Однако физически реализуемое преобразование энергии всегда сопровождается потерями (мощности P_l), поэтому:

$$P_i = P_o + P_l.$$

Возможно, в принципе, накопление энергии в датчике на короткое время. Следовательно, приведенное выше соотношение справедливо только для значений, являющихся результатом усреднения на протяженном интервале времени. Когда измеряемый объект нельзя сильно нагружать, то есть он может отдавать лишь очень малую входную мощность, существенным становится коэффициент полезного действия (кпд) η пассивного датчика:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_i - P_l}{P_i} = 1 - \frac{P_l}{P_i}.$$

Конечно, кпд процесса преобразования не так важен в случае, когда на входе имеется большая мощность. Все механические вольтметры, амперметры и ваттметры являются примерами этого класса пассивных датчиков. В них электрическая энергия преобразуется в механическую энергию в форме потенциальной энергии сжатой пружины подвижной системы измерительного прибора.

Активными являются такие датчики, которым требуется вспомогательный источник питания (см. рис. 2.28(b)). Выходная мощность датчика P_o почти полностью берется из этого вспомогательного источника питания, отдающего мощность P_{ps} . Мощность, которую отдает измеряемый объект, практически равна нулю. Требуется лишь совсем малая мощность P_c , чтобы управлять выходной мощностью датчика (на рис. 2.68(b) этот процесс преобразования схематически изображен в виде заслонки). Подавая мощность от вспомогательного источника можно реализовать датчики с усилением, обладающие очень высокой чувствительностью.

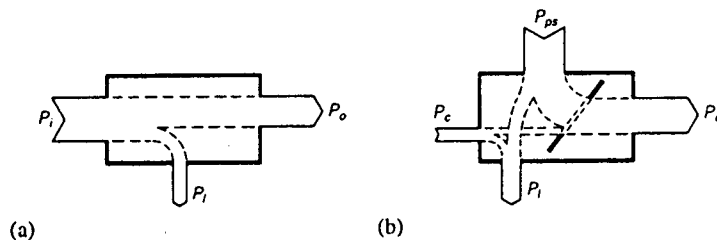


Рис. 2.68. Пассивный и активный датчики. P_i — мощность на входе, P_o — мощность на выходе, P_l — мощность, которая теряется в процессе преобразования, P_c — мощность управляющего воздействия, P_{ps} — мощность вспомогательного источника. (a) Пассивный датчик. (b) Активный датчик.

Как уже говорилось, во многих измерительных системах используются датчики, преобразующие неэлектрические сигналы в электрические, поскольку обработка и передача сигналов в электрической области сравнительно просты. Поэтому мы ограничим наше рассмотрение датчиками, которые отображают сигналы из различных физических областей на сигналы в электрической области, а также обратными преобразователями, которые переводят электрический сигнал в неэлектрическую величину. Датчики первой категории нужны на *входе* измерительной системы. Поэтому они называются *входными* или *измерительными* датчиками. Обратные преобразователи нужны на *выходе* измерительной системы для целей индикации и регистрации данных или для управления другими процессами. Поэтому их называют *выходными датчиками* или *исполнительными механизмами*.

К сожалению, не существует единой терминологии в мире датчиков. Их называют по разному: сенсор, чувствительный элемент, измерительный преобразователь (transducer, sensor, pick-up, gauge). Классификацию датчиков часто производят по той величине, которая измеряется с их помощью (датчик смещения, акселерометр, тензодатчик и т. д.), или по принципу действия (емкостной датчик смещения, пьезоэлектрический акселерометр, резистивный тензодатчик и т. д.). В параграфе 3.2 рассматривается ряд простых, но широко применяемых датчиков.

Обработка сигналов

Одной из причин преобразования неэлектрических сигналов в электрические является большое разнообразие и гибкость методов обработки, предлагаемых современной электроникой. Обычно электронный измерительный сигнал или выходной сигнал датчика сам по себе не пригоден для непосредственной индикации, регистрации или управления машиной и поэтому должен быть сначала преобразован. Обработка сигнала может быть линейной, частотно-зависимой (фильтрация) или (квази-) частотно-независимой (усиление, ослабление). Возможно также выполнение нелинейных операций (выпрямление, определение среднеквадратичного значения, аналого-цифровое преобразование и др.). Обработка сигнала может осуществляться многими способами; в параграфе 3.3 обсуждаются несколько самых распространенных методов.

Устройства индикации

Устройство, предназначенное для представления результатов измерения человеку-наблюдателю, мы назвали «устройством индикации» (дисплеем). Устройства индикации не обязательно должны быть *аналоговыми* (как, например, электронный луч, рисующий на экране осциллографа), они могут также быть *цифровыми* (например, алфавитно-цифровой дисплей или светящиеся элементы индикации). Как мы уже видели, устройства индикации рассчитаны на визуальное наблюдение и потому являются электрооптически-

ми преобразователями. Чтобы избежать больших ошибок считывания и интерпретации, аналоговые устройства индикации должны быть особенно хорошо согласованы с потребностями наблюдения. Эта проблема решается, в частности, путем применения *гибридных устройств индикации*. Например, в осциллографе тем же электронным лучом, который рисует форму сигнала, можно отобразить на экране такую информацию, как чувствительность, масштаб по оси времени и др. Важно осуществить сопряжение цифрового устройства индикации с наблюдателем, чтобы наблюдение не было утомительным и по этой причине не допускались промахи (нужно минимизировать блики, обеспечить высокую контрастность, использовать приятные цвета, четкие и разборчивые символы и т. д.). Обзор устройств индикации, обычно применяемых в приборах, приведен в параграфе 3.4.

Регистрация данных

Данные регистрируются для того, чтобы они были доступны позднее, например, для представления наблюдателю в более удобное время. К регистрации часто прибегают в тех случаях, когда собирается большое число результатов измерений и нужно облегчить производимый вслед за этим анализ полученных результатов. Возьмем, например, «черный ящик», имеющийся на каждом самолете; записанные в нем данные считываются всегда позже, когда возникает интерес к выполненным ранее измерениям (после того, как произойдет авария). Другим поводом для регистрации данных служит желание предотвратить необходимость повторения измерений (в частности, когда опыты крайне дороги, например, эксперименты по столкновению частиц). Для того, чтобы облегчить *интерпретацию* результатов измерений, часто осуществляют графическую запись. Примерами таких записей являются $x - t$ и $x - y$ диаграммы, а также графики в полярных координатах. При таком способе регистрации результатов измерений раскрываются их структура и соотношение между ними, благодаря чему интерпретация упрощается. Например, электрическая активность сердца регистрируется в виде электрокардиограмм, то есть в форме графиков в координатах $x - t$. В таком графике специалисту легко распознать характерные зубцы или возможные нарушения. Данные можно регистрировать в аналоговом или цифровом виде; например, графическая запись осуществляется самописцем, возможна магнитная запись на ленту. Средства регистрации данных измерений мы рассмотрим позднее в параграфе 3.5.

Управление, обратная связь

Бывает так, что результат измерения не регистрируется и не воспроизводится средством индикации, а непосредственно используется для управления каким-то процессом. Целью управления процессом является такое регулирование, при котором выходной продукт соответствует определенным требованиям. Измеряются один или большее число параметров процесса, и

регулирование осуществляется таким образом, чтобы уменьшить различие между измеряемыми величинами и заданными наперед значениями. Если управление основано на измерении такого параметра процесса, на котором не отражается результирующее изменение характеристик процесса, то считается, что регулирование процесса осуществляется по принципу автоматического управления «вперед» (разомкнутая система управления). Однако в том случае, когда управление базируется на измерениях, результаты которых зависят от предшествующих управляющих воздействий, возникает замкнутый контур (который в отдельных случаях, в принципе, может приводить к неустойчивости). Этот последний метод управления процессом носит название *управления с обратной связью*.

Измерительные приборы в электрических измерениях

3.1 Введение

Продолжая обсуждение общих вопросов измерения физических величин, рассмотренных в предыдущей главе, теперь мы сфокусируем свое внимание на измерительных приборах (системах и подсистемах, а также компонентах), часто используемых в электрических измерениях. Характер этих устройств зависит от цели, которую мы хотим достичь путем измерения.

Перечень возможных целей:

— *Исследование.* Задачей проведения исследования является расширение нашего понимания различного рода природных и искусственных физических состояний и явлений. Поэтому при исследовании окружающей среды измерительные системы обычно должны быть способны измерять в широком диапазоне с прекрасной линейностью и хорошей динамической характеристикой.

— *Измерение расходуемых величин.* Измерения расхода выполняются, прежде всего, для количественного определения и регистрации полученной или поглощенной величины. Возьмем, к примеру, электрический счетчик (измеритель кВт·ч), имеющийся в каждом доме, или электронные весы в магазине. Наиболее важным аспектом для такого рода применений является точность измерения, поскольку потребитель должен правильно расплатиться за полученное количество. Поэтому регулярная калибровка оборудования часто является требованием закона.

— *Безопасность.* Часто измерения предпринимаются для обеспечения безопасности людей и окружающей среды, например, измерения уровня радиации или концентрации токсичных веществ, скажем, в питьевой воде. Для этих систем безопасности решающим является фактор надежности; система всегда должна функционировать в соответствии с ее техническими характеристиками. Если, тем не менее, произойдет авария, это не должно приводить к опасным ситуациям; система должна быть надежной.

— *Калибровка.* Здесь целью измерения является определение, соответствует ли продукция определенным требованиям. Это требует регулярной калиб-

ровки пределов интервала допустимых отклонений в измерениях, по результатам которых производится принятие или отбраковывание.

— *Управление процессом.* В промышленности, например, целью многих измерений является получение информации о состоянии данного процесса. Тогда на основе этих измерений может быть проведена коррекция. Если по результатам измерений параметры измеряемого процесса варьируются, то измерительная система является частью петли обратной связи. Решающей здесь становится динамическая характеристика измерительной системы, поскольку она будет влиять на стабильность или нестабильность системы текущего контроля.

Обычно в измерительной системе измеряемая физическая величина при первой возможности преобразуется в электрический сигнал. Это делается постольку, поскольку электрический сигнал легко можно преобразовать почти в любую желаемую форму. Разнообразие имеющихся электронных операций позволяет нам быстро и недорого реализовать необходимую обработку сигнала.

У быстрого развития электронной обработки сигналов имеется несколько причин. Прежде всего, с помощью электронных схем очень легко реализуется *усиление сигнала*. В процессе усиления увеличивается мощность сигнала без существенной потери информации. Поэтому, используя электронное оборудование, можно получить высокую чувствительность. Например, фотоумножитель позволяет легко достигать коэффициента усиления тока равного $10^6 - 10^8$.

Во-вторых, использование электроники дает возможность проводить измерения с минимальным воздействием на объект измерения. Например, мощность, отбираемая из жидкости при измерении рН электрометрическим усилителем, менее 10^{-15} Вт.

К тому же, электронные схемы бесшумны, поскольку не имеют движущихся частей, свободны от износа и им присуще относительно низкое потребление энергии.

Вероятно, одним из наиболее значительных достоинств электронных схем является *скорость*, с которой они могут обрабатывать быстро протекающее явление, что связано с отсутствием движущихся частей, обладающих инерцией. Могут быть обнаружены даже события, происходящие в течение 100 пс. Частотный диапазон электронных схем может простирается выше 10 ГГц.

Кроме того, электронная обработка сигнала обладает значительной *гибкостью*; почти без ограничений можно реализовывать многочисленные функции и комбинировать их для создания более сложных функций. Измерительная информация легко передается на большие расстояния (телеметрия) в широкой полосе частот и с очень низкой чувствительностью к помехам.

Однако электронные приборы имеют все-таки свои *недостатки*: невозможна обработка сигналов большой мощности (для этого нужны гидравлические сигналы), надежность аппаратуры часто ниже требуемой и, наконец, она крайне чувствительна к таким внешним воздействиям, как температура, влажность, радиация и т. д.

В дальнейшем при рассмотрении измерительных преобразователей мы

ограничимся датчиками, преобразующими неэлектрическую физическую величину в электрическую величину (входные преобразователи) и *наоборот*, преобразователями, осуществляющими преобразование электрической величины в неэлектрическую физическую величину (выходные преобразователи). Начнем мы с входных преобразователей, а выходными преобразователями займемся в параграфе 3.4.

3.2 Входные преобразователи

Перед обсуждением принципов преобразования, часто используемых для измерения обычных физических величин, таких как перемещение, скорость, температура, магнитная индукция и т. д., мы сначала рассмотрим несколько методов, объединяющих преобразователи (датчики) с частными принципами преобразования в один единственный составной преобразователь. Эти «композиционные методы» используются для уменьшения или даже полного исключения некоторых ограничений, связанных с отдельными преобразователями.

Широко распространен метод комбинирования преобразователей, при котором два идентичных преобразователя используются в *балансной конфигурации* (см. рис. 3.1(а)). Если оба преобразователя T и T' имеют одну и ту же передаточную характеристику $y' = f(x')$, то выход y балансной схемы имеет вид:

$$y = f(x) - f(-x).$$

Здесь $f(x)$ может быть нелинейной передаточной функцией, которую мы хотим линеаризовать.

Предположим, что функцию $f(x)$ можно представить рядом Тейлора в следующем виде:

$$f(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + a_4x^4 + a_5x^5 + \dots$$

Используя полученное выше уравнение для балансной схемы, получаем:

$$y = 2a_1x + 2a_3x^3 + 2a_5x^5 + \dots$$

Очевидно, что константа (или смещение) a_0 и четные члены a_2x^2 , a_4x^4 , исчезают при использовании в балансной схеме двух преобразователей. Если нелинейность в функции $f(x)$ не выражается никакими нечетными членами, то мы получим идеально линейную систему. В этом случае система относится к так называемой «разностной конфигурации». Однако обычно балансирование улучшает линейность системы всего лишь в ограниченном диапазоне значений входной величины x . Такая система называется «дифференци-

альной конфигурацией». Балансная схема не чувствительна к внешним возмущениям, так как в ней, по существу, применяется *параллельная компенсация* (см. раздел 2.3.3.3). Схема невосприимчива к аддитивным помехам, если преобразователи T и T' одинаково чувствительны к этим помехам. Для того, чтобы она была невосприимчива также к мультипликативным помехам, коэффициенты чувствительности по отношению к помехам у преобразователей T и T' должны быть одной величины, но противоположны по знаку. На рис. 3.1(b) показан пример, в котором применена балансная схема преобразователя. Оба емкостных датчика перемещения, обозначенные C и C' , являются отдельными преобразователями. Входной величиной является смещение x , а выходной — напряжение V_0 . Пренебрегая краевыми эффектами на краях пластин конденсатора, находим:

$$C = \frac{\varepsilon_0 A}{d+x} \text{ и } C' = \frac{\varepsilon_0 A}{d-x}.$$

Очевидно, что зависимость $C = C(x)$ нелинейна. Входная величина x входит в выражение для C с отрицательным знаком. Можно показать, что выходное напряжение V_0 трансформаторного моста пропорционально разности емкостей конденсаторов C и C' :

$$V_0 = V \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{(C' - C)}{(C' + C)}.$$

Подстановка значений C и C' дает:

$$V_0 = V \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{x}{d}.$$

Использование в этом примере двух емкостных преобразователей смещения в балансной схеме, позволяет достичь идеальной линейности. Поэтому мы можем записать:

$$V_0 = xS.$$

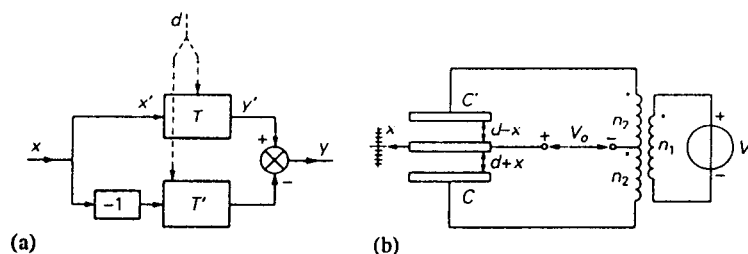


Рис. 3.1. (а) Балансная схема преобразователя, T и T' — два одинаковых преобразователя. (б) Применение балансной схемы в емкостном датчике смещения.

Чувствительность S определяется как $S = Vn_2/n_1 d$. Чувствительность моста определяется напряжением источника питания V .

Другой обычно используемой конфигурацией является схема с обратной связью, состоящая из двух преобразователей T_1 и T_2 (см. рис. 3.2). Назначением системы является преобразование входного сигнала x в электрический выходной сигнал y . Для этого можно воспользоваться единственным преобразователем T_1 . Предположим, однако, что T_1 не подходит для непосредственного использования из-за недопустимо большой нелинейности и слишком высокой чувствительности к помехам. Если у нас есть второй преобразователь, способный выполнять обратное преобразование (преобразовывать y в x), и это преобразование линейное и невосприимчиво к помехам, то, объединяя оба преобразователя T_1 и T_2 (с усилителем A для увеличения петлевого усиления) в схему с обратной связью, как показано на рис. 3.2(a), мы можем реализовать составной преобразователь для преобразования измеряемого сигнала x в сигнал y с такими же характеристиками, как у использованного обратного преобразователя (см. раздел 2.3.3.3). Необходимыми условиями достижения такого результата являются большой коэффициент петлевого усиления и квазистатический динамический режим элементов T_1 , T_2 и A . Однако на практике динамическая характеристика, особенно у преобразователей T_1 и T_2 , часто имеет более высокий порядок, поэтому ситуация оказывается не столь идеальной, как описано выше.

Рис. 3.2(b) иллюстрирует применение обратной связи в акселерометре. Входная величина, ускорение x , оказывает усилие на подвижную массу, соединенную со «звуковой катушкой» электродинамического выходного преобразователя. Ускорение приводит массу в движение. Это движение определяется датчиком смещения (здесь — разностный конденсатор). Выходной сигнал датчика смещения усиливается и подается в виде тока на катушку выходного преобразователя T_2 , противодействуя изменению положения подвижной массы. Поэтому, если коэффициент усиления A велик, то масса будет едва смещаться. Таким образом, передаточная характеристика акселерометра определяется соотношением между током I , протекающим по звуковой катушке и тем усилием, которое катушка оказывает на подвижную

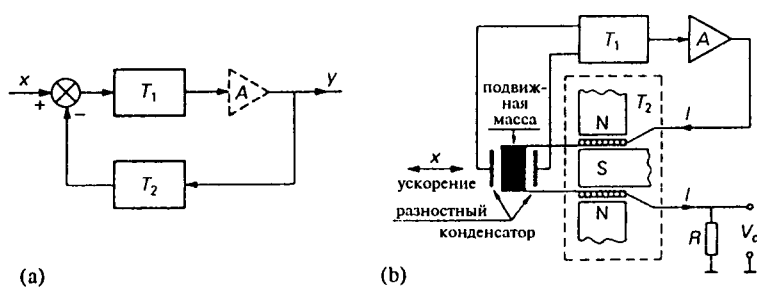


Рис. 3.2. (а) Схема с отрицательной обратной связью. T_1 выполняет желаемое преобразование x в y , а T_2 осуществляет обратное преобразование. (б) Применение обратной связи в акселерометре.

массу, воспринимающую ускорение. Ток I можно преобразовать в выходное напряжение V_0 с помощью резистора R .

В преобразователе такого типа входная величина автоматически компенсируется внутренней величиной с помощью цепи отрицательной обратной связи, поэтому его часто называют компенсационным датчиком.

Входной диапазон большинства преобразователей мал, динамический диапазон часто не превышает величины 3 — 10. Для тех случаев, где этого недостаточно, можно объединить вместе несколько преобразователей, имеющих различные входные диапазоны, с целью обеспечить более широкий входной диапазон. При превышении измеряемой величиной входного диапазона одного преобразователя вступает в действие следующий преобразователь. В такой «релейной конструкции» все преобразователи должны иметь одинаковую чувствительность, иначе общая передаточная характеристика становится разрывной. Кроме того, отдельные преобразователи должны очень хорошо выдерживать перегрузки по входу.

Наконец, часто проблемой является надежность преобразователя. Иногда это решается путем применения нескольких преобразователей, вместе измеряющих одну и ту же величину. Поскольку между выходными сигналами преобразователей остаются различия в некотором заданном допустимом интервале, окончательным результатом измерения является среднее значение отдельных выходных сигналов. Если, однако, один из выходов существенно отличается от остальных, то сигнал соответствующего преобразователя исключается из выходного сигнала. При использовании n преобразователей, до $n - 2$ из них могут быть повреждены, прежде чем система действительно становится непригодной. Такая «дублирующая конструкция» значительно улучшает надежность системы, увеличивая, конечно, стоимость.

Перед рассмотрением различных принципов преобразования необходимо сделать полезное заключительное замечание. Динамику линейного преобразователя можно легко описать, используя его электрический аналог. Проиллюстрируем это на примере. На рис. 3.3(а) показан электродинамический преобразователь, который можно считать линейным для малых отклонений мембраны. Предполагая, что давление окружающего воздуха, действующего на мембрану, изменяется по синусоидальному закону (при использовании преобразователя в качестве микрофона), можно ввести комплексные обозначения. Сила F , действующая на мембрану, приводит ее в движение со скоростью V_m . Это движение создает на выводах катушки напряжение V , которое, в свою очередь, вызывает ток I , протекающий через сопротивление нагрузки. Мы можем рассматривать преобразователь как неоднородный линейный четырехполюсник; это означает, что соответствующие величины (V - и I - величины) на входе и выходе четырехполюсника имеют разную размерность. Связь между входными и выходными величинами задается следующими двумя передаточными уравнениями:

$$V_m = t_{11}V + t_{12}I$$

$$F = t_{21}V + t_{22}I.$$

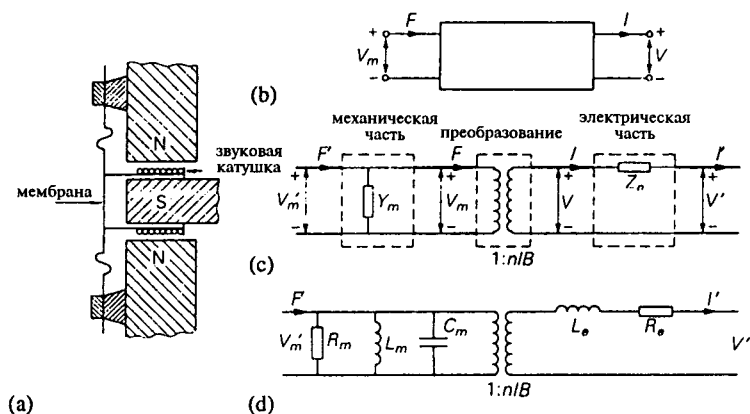


Рис. 3.3. (а) Электродинамический преобразователь. (б) Линейный неоднородный четырехполюсник — аналог преобразователя (а). (с) Трехкаскадный четырехполюсник. (д) Электрический аналог преобразователя (а).

Предположим на время, что преобразователь идеальный, а именно, что у катушки нет электрического сопротивления, емкости и самоиндукции, а мембрана абсолютно гибкая и не имеет массы и трения. Применяя к катушке, находящейся в постоянном магнитном поле с индукцией B закон об электромагнитной индукции Фарадея, получаем: $V = nIBV_m$, где n — число витков, а l — длина одного витка. Сила Лоренца, действующая на катушку, равна $F = nIBI$, поэтому

$$\begin{bmatrix} V_m \\ F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ nIB & 0 \\ 0 & nIB \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V \\ I \end{bmatrix}.$$

Поскольку определитель этой матрицы равен единице, преобразователь должен быть обратимым.

Его можно использовать как входной преобразователь (микрофон), а также наоборот, в качестве выходного преобразователя (громкоговоритель). Если этот датчик используется как входной преобразователь и к его катушке не подключена нагрузка, то выходное напряжение будет пропорционально скорости движения мембраны. Если этот преобразователь, используемый как выходной, возбуждается некоторым током, а мембрана удерживается неподвижной, так что скоростью можно пренебречь, то сила, действующая на поверхность мембраны, будет пропорциональна току (см. также рис. 3.2.(б)).

Очевидно, что мы можем рассматривать этот идеальный пассивный преобразователь как трансформатор, преобразующий размерность входной величины в соответствующую размерность выходной величины. Коэффициент передачи этого преобразователя размерности равен $1:nIB$. Согласно рис. 3.3(с) и учитывая импеданс катушки Z_n , получаем:

$$\begin{bmatrix} V \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_e \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V' \\ I' \end{bmatrix}.$$

Даже если к катушке не подключено сопротивление нагрузки, она будет все-таки оказывать определенное воздействие на мембрану, придавая ей некоторую скорость, что вызвано механическим импедансом Z_m подвижной части преобразователя. С учетом этого можно записать: $Y_m = 1/Z_m = V'_m/F'$, когда $I' = 0$.

Этот пример демонстрирует один из недостатков V - и I -величин. Механический импеданс равен *обратной* величине отношения V к I (см. также приложение А.4). Это связано с внесистемным выбором импеданса в механике.

Поэтому переход от V_m, F к V'_m, F' задается равенством:

$$\begin{bmatrix} V'_m \\ F' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Z_m & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_m \\ F \end{bmatrix}.$$

Следовательно, передаточные соотношения для преобразователя в целом принимают вид:

$$\begin{bmatrix} V'_m \\ F' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Z_m & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{n l B} & 0 \\ 0 & n l B \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & Z_e \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V' \\ I' \end{bmatrix},$$

и их можно переписать как

$$\begin{bmatrix} V'_m \\ F' \end{bmatrix} = \frac{1}{n l B} \begin{bmatrix} 1 & Z_e \\ Z_m & Z_m Z_e + n^2 l^2 B^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V' \\ I' \end{bmatrix}.$$

В результате в схеме на рис. 3.3(d), импеданс Z_e заменен на сопротивление катушки R_e и включенную последовательно с ним индуктивность катушки L_e . Механическая проводимость Y_m определяется механическим сопротивлением R_m , массой подвижной части мембраны и катушки C_m и механической гибкостью закрепленной части мембраны L_m . Если мы знаем величину каждого параметра, то можем найти передаточную характеристику и определить динамическое поведение. Можно ожидать, что поведение системы зависит от электрического импеданса, которым нагружена звуковая катушка. Аналог, показанный на рис. 3.3(d), позволяет нам к тому же рассчитать входной и выходной импедансы этого преобразователя. Эта информация необходима для правильного согласования преобразователя с объектом измерения и с остальной частью измерительной системы.

3.2.1 Электромеханические датчики

Теперь рассмотрим принцип работы нескольких датчиков, применяемых для измерения механических величин. Мы ограничимся самыми обычными величинами, такими как смещение, ускорение, сила и т. д.

Датчики смещения

Датчики смещения могут измерять как линейный сдвиг (при поступательном движении), так и угол поворота (при вращении). Кроме того, их можно классифицировать в соответствии с используемым *принципом преобразования*. Например, можно провести различие между резистивными, емкостными, индуктивными и оптическими датчиками поступательного движения или вращения. Эти механические датчики называются также тензодатчиками или сенсорами.

Резистивные датчики смещения

Распространенным типом датчика смещения является потенциометрический датчик. В случае измерения сдвига при поступательном движении он представляет собой, в действительности, не более чем движковый потенциометр. Для измерения угла поворота при вращении можно применить поворотный потенциометр. Проволочные потенциометры обычно имеют большую точность, меньший температурный коэффициент и т. д. Однако конечная разрешающая способность проволочных датчиков смещения ограничивает их возможности. Недостатком всех датчиков потенциометрического типа является механический износ и химическая коррозия, способные изменить передаточную характеристику датчика в течение его срока службы.

В качестве примера датчика линейного смещения приведем *in casu* параметры проволочного движкового потенциометра, с 1000 витками провода из нихрома (NiCr):

длина — 25 см, полное сопротивление — 300 Ом, нелинейность — 10^{-3} , максимальное разрешение — 10^3 , температурный коэффициент — $2 \times 10^{-4} \text{ K}^{-1}$, сила трения — 0,5 Н.

Легко видеть, что потенциометрический датчик смещения становится нелинейным, когда он нагружен. Относительная ошибка, появляющаяся при подключении нагрузки, равна нулю при $x = 0$ или $x = 1$ и максимальна при $x = 0,5$ (x — относительное положение подвижного контакта (движка) на длине резистора, так что $0 \leq x \leq 1$). Когда $x = 0,5$, относительная ошибка равна $-R/4R_l$, где R — полное сопротивление потенциометра, а R_l — сопротивление нагрузки.

В другом типе резистивного датчика смещения используется тот факт, что электрическое сопротивление проводника зависит от размеров проводника. Сопротивление R является функцией площади поперечного сечения A проводника, его длины l и удельного сопротивления ρ :

$$R = R(A, l, \rho).$$

Если проводник механически растягивается или сжимается, то его параметры A , l и ρ изменяются и, как следствие, меняется R . Это дает возможность измерять очень малые перемещения. На рис. 3.4(а) показан отрезок проволоки (тензодатчик), который удлиняется на величину Δl при прикла-

дывании растягивающих усилий. Используя разложение в ряд, можно вычислить чувствительность этого проволочного датчика деформации:

$$R + \Delta R = R(A, l, \rho) + \left(\Delta A \frac{\partial}{\partial A} + \Delta l \frac{\partial}{\partial l} + \Delta \rho \frac{\partial}{\partial \rho} \right) R(A, l, \rho) + \frac{1}{2!} \left(\Delta A \frac{\partial}{\partial A} + \Delta l \frac{\partial}{\partial l} + \Delta \rho \frac{\partial}{\partial \rho} \right)^2 R(A, l, \rho) + \dots$$

Если каждая из величин $\Delta A/A$, $\Delta l/l$ и $\Delta \rho/\rho$ меньше 1, а кривизна в точке $R(A, l, \rho)$ мала, то можно пренебречь членами более высоких порядков. Вычитая $R = R(A, l, \rho)$ из обеих частей равенства, получаем следующее дифференциальное уравнение:

$$dR = \frac{\partial R}{\partial A} dA + \frac{\partial R}{\partial l} dl + \frac{\partial R}{\partial \rho} d\rho.$$

При $\rho = \rho(l)$, $A = A(d)$ и $d = d(l)$ это уравнение принимает вид:

$$dR = \frac{\partial R}{\partial A} \frac{\partial A}{\partial d} \frac{\partial d}{\partial l} dl + \frac{\partial R}{\partial l} dl + \frac{\partial R}{\partial \rho} \frac{\partial \rho}{\partial l} dl$$

и поэтому:

$$\frac{dR}{R} = \frac{dl}{l} \left\{ l \left(\frac{\partial R}{\partial A} \frac{\partial A}{\partial d} \frac{\partial d}{\partial l} + \frac{\partial R}{\partial l} + \frac{\partial R}{\partial \rho} \frac{\partial \rho}{\partial l} \right) \right\}.$$

Множитель в скобках является точным выражением чувствительности S_l^R проволоки к изменению длины. Мы можем найти величину этой чувствительности, используя следующие соотношения:

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (\text{электрическое сопротивление})$$

$$\frac{\partial \rho}{\partial l} = c \frac{\rho}{l} \quad (c \text{ зависит от материала})$$

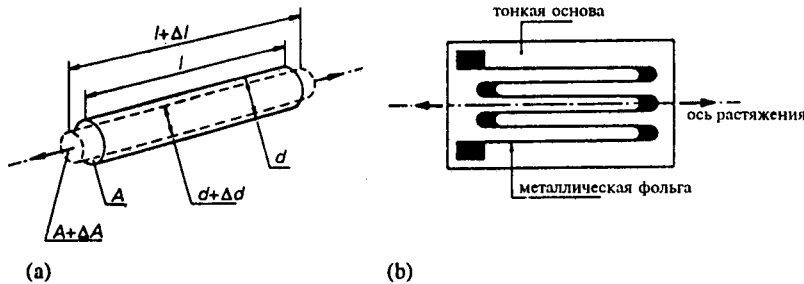


Рис. 3.4. (а) Свободно висящая растягиваемая проволока. (б) Тензодатчик с металлической фольгой.

$$A = \pi \frac{d^2}{4} \text{ (площадь поперечного сечения)}$$

$$\frac{\partial d}{\partial l} = -\mu \frac{d}{l} \text{ (}\mu \text{ — постоянная Пуассона).}$$

Получаем:

$$S_l^R = 2\mu + 1 + c.$$

Если при растяжении объем остается неизменным, то в соответствии с предпоследним выражением $\mu = 0,5$. Для многих материалов $\mu \approx 0,3$. Удельное сопротивление большинства металлов не зависит от растяжения; константа c очень мала. Следовательно, для большинства металлов эта чувствительность приблизительно равна 2, например, у нихрома 2,1 — 2,3, у константана 2,0 — 2,1, у хромеля 2,5; правда, у манганина 0,5, а у никеля -12).

Для большинства металлов можно предположить, что объем проводника и удельное сопротивление не изменяются при наличии растягивающих или сжимающих усилий (отсутствует пьезорезистивный эффект). Поэтому для металлических тензодатчиков получаем:

$$\frac{dR}{R} = k \frac{dl}{l} \approx 2 \frac{dl}{l},$$

где $k = S_l^R$ — коэффициент чувствительности тензодатчика. Полупроводниковые материалы обычно имеют значение величины k много больше 2. Это связано с тем фактом, что больше не выполняется условие $\partial \rho / \partial l \approx 0$. В этих материалах доминирует пьезорезистивный эффект.

Для полупроводника с примесями $\rho = 1/nq\mu$, где n — концентрация примеси, q — заряд, а μ — подвижность носителей заряда. Так как $\mu = q\tau/m$, находим, что $\rho = m/nq^2\tau$, где m — эффективная масса, а τ — среднее время жизни носителей заряда. Эффективная масса определяется из взаимодействия между носителями заряда и кристаллической решеткой. Когда материал подвергается механическому воздействию, взаимодействие, а поэтому и эффективная масса, изменяются. Кремниевый тензодатчик при благоприятной ориентации кристалла может иметь настолько сильный пьезорезистивный эффект, что коэффициент чувствительности может превосходить 200.

Хотя полупроводниковые тензодатчики обладают очень высокой чувствительностью, они кроме того характеризуются сильной нелинейностью и значительным температурным коэффициентом. Возьмем, к примеру, тензодатчик из металлической фольги: материал — константан; коэффициент чувствительности $k = 2,00 \pm 1\%$; сопротивление $120 \text{ Ом} \pm 1\%$; диапазон измерения $10^{-6} \leq \Delta l / l \leq 10^{-2}$; нелинейность 10^{-3} при $\Delta l / l < 10^{-3}$; температурный коэффициент $2 \times 10^{-5} \text{ К}^{-1}$; коэффициент теплового расширения $1,4 \times 10^{-5} \text{ К}^{-1}$; термоэлектрический потенциал контакта константана с медью $43 \text{ мкВ} / \text{К}$. Сравним этот тензодатчик с полупроводниковым, имеющим следующие параметры: $k \approx 50 - 200$; нелинейность 10^{-2} для

диапазона измерения $\Delta l / l \leq 10^{-3}$; температурный коэффициент k приблизительно равен 10^{-3} K^{-1} .

Как показано на рис. 3.4(b), в тензодатчике полоски металлической фольги, выполненные в виде меандра, сделаны значительно шире в местах поворота для того, чтобы уменьшить чувствительность этого датчика к деформации, направленной перпендикулярно к рабочей оси. Если кроме величины деформации мы хотим также измерить направление деформации, то применяется комбинация тензодатчиков, образующих определенную геометрическую структуру, например, три тензодатчика, ориентированные под углом 120° один по отношению к другому. Эта конструкция известна под названием *розеточный тензодатчик*.

Для измерения линейной деформации в механической конструкции тензодатчик приклеивают к этой конструкции в направлении ожидаемого воздействия. Характеристики отвердевшего клея и основы датчика вызывают *эффекты ползучести*. Если деформация долговременна, то металлическая фольга или проволока будут медленно возвращаться к первоначальному ненапряженному состоянию (релаксация напряжений). При более высоких температурах этот эффект выражен особенно сильно. Кроме того, клей и основа датчика могут привести к появлению гистерезиса. После снятия воздействия металлическая фольга или проволока не сразу возвращаются к своему первоначальному состоянию, и будет казаться, будто все еще имеется небольшое остаточное воздействие. Для того, чтобы ослабить эффекты ползучести и гистерезиса, клей и основа датчика должны быть тонкими, твердыми и иметь большие модули Юнга.

Металлический проводник тензодатчика, его основа и материал конструкции, к которой прикреплен датчик, все должны иметь один и тот же коэффициент теплового расширения. Если соответствующие коэффициенты не равны, то вследствие изменения температуры будет наблюдаться кажущаяся деформация. Кроме того, дополнительно появится кажущаяся деформация, вызванная отличным от нуля температурным коэффициентом сопротивления используемого материала проводника. Поэтому часто применяют второй тензодатчик, компенсирующий эти эффекты. Второй датчик расположен так, чтобы подвергаться тем же самым (тепловым) возмущениям, но не испытывать никаких усилий (так называемый пассивный или фиктивный тензодатчик, см. рис. 3.5(a)). Датчики включены в мост Уитстона в местах расположения резисторов R_1 и R_4 на рис. 3.5(d). Таким образом, влияние большинства мешающих воздействий может быть значительно уменьшено.

Рис. 3.5(b) иллюстрирует метод измерения изгиба консольной балки. Рис. 3.5(c) показывает способ измерения скручивания вала с помощью четырех тензодатчиков, прикрепленных к валу под углом 45° к оси скручивания. Наконец, рис. 3.5(d) изображает схему моста Уитстона для компенсации мешающих воздействий. Если тензодатчики R_1 , R_2 , R_3 и R_4 соединены так, как показано, то измерение линейной деформации (a) будет нечувствительно к температуре, измерение изгиба (b) — к растяжению и температуре, а измерение скручивания (c) — даже к растяжению, изгибу, температуре и температурному градиенту вдоль вала. NB: В случаях (a) и (b) резисторы моста R_2

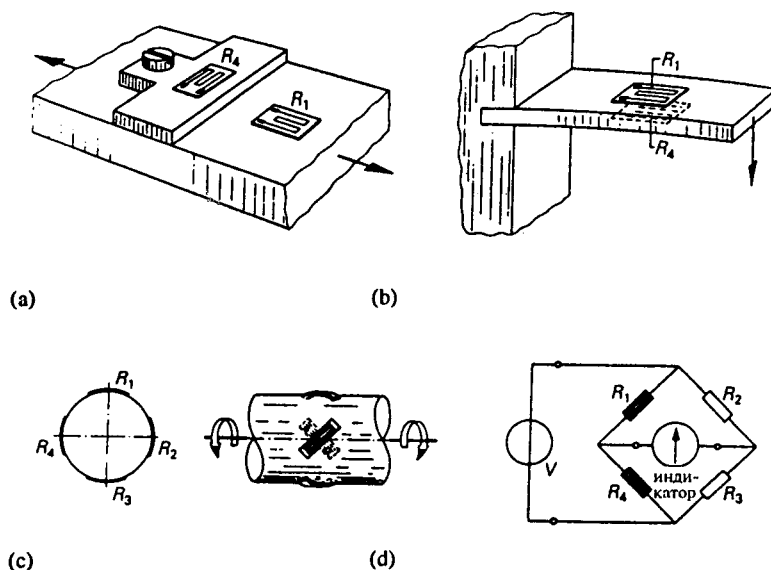


Рис. 3.5. Измерение линейной деформации, изгиба и скручивания с компенсирующими тензодатчиками в мосте Уитстона. (а) Компенсация при измерении линейной деформации. (б) Компенсация при измерении изгиба. (с) Измерение крутящего момента. (д) Измерительный мост.

и R_3 являются постоянными резисторами, сопротивление которых выбирается из соображений максимальной чувствительности моста (см. раздел 3.3.3).

Емкостные датчики смещения

Емкость C является функцией расстояния d между электродами датчика, площади электродов A и диэлектрической проницаемости ϵ диэлектрика между электродами:

$$C = C(d, A, \epsilon).$$

Очевидно, что имеются три метода реализации емкостного датчика смещения: можно изменять d , A или ϵ . Эти три метода проиллюстрированы на рис. 3.6. Если выбрать конденсатор с плоскими параллельными пластинами, разнесенными на расстояние x и пренебречь всеми краевыми эффектами, то емкость такого датчика с параллельными пластинами равна:

$$C(x) = \frac{\epsilon_0 A}{x}.$$

Однако, этот датчик нелинеен и имеет гиперболическую передаточную характеристику, как показано на рис. 3.6(a). Этот тип датчика часто применяют для измерения малых приращений смещения без контакта с измеряемым объектом. Характеристика датчика обычно линеаризируется путем применения балансной схемы. Пример уже был дан на рис. 3.1(b).

Если у плоского конденсатора изменяется площадь электродов, то получаем:

$$C(x) = \frac{\epsilon_0 bx}{d}$$

Теперь датчик имеет линейную зависимость от x . Обычно этот тип датчика реализуется в виде поворотного конденсатора для измерения угловых смещений, а не в виде варианта со сдвигом, приведенного на рис. 3.6(b). Конструкция с поворотным конденсатором применяется также в качестве выходного преобразователя для измерения электрических напряжений (емкостной вольтметр).

Для плоского конденсатора изменение положения диэлектрика приводит к следующему результату:

$$C(x) = C_0 \left\{ 1 + \frac{x}{a} (\epsilon_r - 1) \right\},$$

где $C_0 = C(0) = \epsilon_0 ab/d$. Этот датчик также линеен. Он бывает реализован, главным образом, в форме двух concentрических цилиндров и используется для измерения уровня жидкости в резервуаре. Непроводящая жидкость играет роль диэлектрика.

Сила, которую измеряемый объект должен приложить к емкостному датчику, чтобы переместить электроды, очень мала. Будем полагать эту силу $F(x)$ положительной, когда она имеет направление, при котором x увеличивается. Если пренебречь всеми потерями (из-за трения, сопротивления и т. д.), то отдаваемая измеряемым объектом механическая энергия dE_m , при

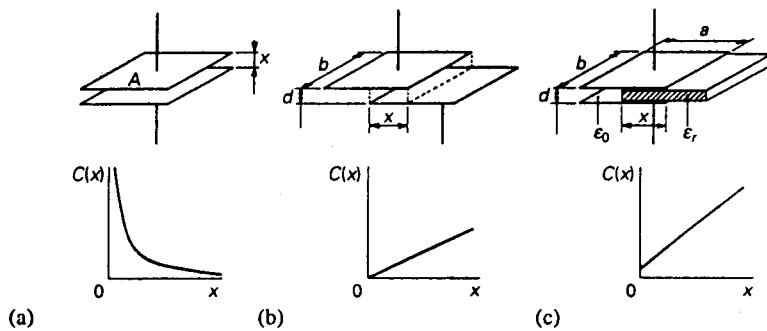


Рис. 3.6. Емкостной датчик смещения: (a) с изменяемым расстоянием между электродами; (b) с изменяемой площадью электродов; (c) с изменяемым диэлектриком.

бесконечно малом смещении dx , плюс электрическая энергия dE_e , подводимая подключенным к датчику источником питания с напряжением V , должны быть равны увеличению энергии электрического поля dE_f между электродами конденсатора. Баланс энергии может быть записан как:

$$dE_m + dE_e = dE_f,$$

где

$$dE_m = F(x)dx,$$

$$dE_e = d(QV) = QdV + VdQ,$$

$$dE_f = d\left(\frac{1}{2}QV\right) = \frac{1}{2}QdV + \frac{1}{2}VdQ.$$

Поскольку напряжение источника питания V , приложенное к конденсатору, поддерживается постоянным, $dV = 0$. Так как $Q = VC(x)$, то сила Кулона равна:

$$F(x) = -\frac{1}{2}V^2 \frac{dC(x)}{dx}.$$

Следовательно, для датчика, приведенного на рис. 3.6(a), сила положительна, а для датчиков на рис. 3.6(b) и на рис. 3.6(c) — отрицательна. Таким образом, если подвижный электрод имел полную свободу перемещения, то он займет положение, при котором емкость максимальна. Если C — линейная функция от x , то сила F не зависит от x .

Силы Кулона чрезвычайно малы. Линейный емкостной датчик смещения с емкостью 100 пФ, имеющий диапазон измерения 1 см, при напряжении питания 10 В требует усилия всего лишь 0,5 мкН!

При вычислении емкости $C(x)$ для трех случаев, показанных на рис. 3.6, не учитывались краевые (или концевые) эффекты в конденсаторах. Эти краевые эффекты можно подавить, используя экранирующий электрод, как показано на рис. 3.7. Датчик смещения C_1 снабжен здесь заземленным экранирующим электродом, расположенным так, что электрическое поле внутри конденсатора однородно на указанных участках (на краях). Если бы мы измеряли только емкость между подвижным и неподвижным электродами и при этом не учитывали емкость электродов относительно экрана, то датчик был бы свободен от возмущающих краевых эффектов. В схеме, приведенной на рис. 3.7(b), это достигается путем соединения экрана со средней точкой трансформатора, входящего в состав моста. Напряжение, приложенное к индикатору, может быть сделано равным нулю путем балансировки моста переменным конденсатором C_n . В этом случае экран имеет потенциал земли. Поскольку емкость между незаземленным электродом конденсатора C_1 и экраном включена параллельно верхней половине вторичной обмотки трансформатора моста, то она не влияет на условие баланса моста: $C_1 = C_n$.

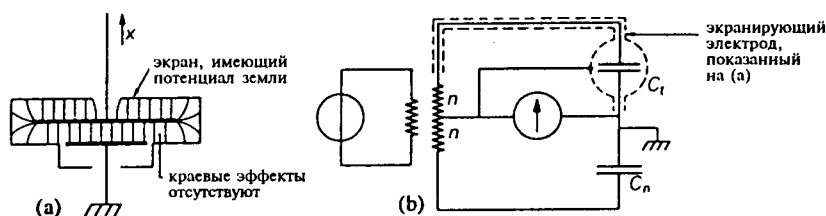


Рис. 3.7. Конструкция экранирующего электрода для подавления краевых эффектов в емкостном датчике.

Часто емкостной датчик смещения уже включен в мостовую схему, предназначенную для измерения емкости и, следовательно, для измерения смещения. Другая возможность состоит в использовании конденсатора в качестве элемента, определяющего частоту колебаний генератора. Тогда значение частоты является мерой смещения. Емкостные датчики надежны и дешевы. Примером акустического измерительного датчика является конденсаторный микрофон, который — благодаря своей высокой чувствительности, большому динамическому диапазону, широкой полосе частот и плоской частотной характеристике (30 кГц по уровню 1 дБ) — часто используется при измерениях уровня звука.

Индуктивные датчики смещения

Имеется возможность изменять как самоиндукцию одиночной катушки при ее смещении, которое должно быть измерено, так и взаимоиндукцию двух катушек при изменении связи между ними вследствие смещения. Очевидным способом влияния на индуктивность катушки является изменение действующего числа ее витков. Этот принцип схематически изображен на рис. 3.8(a). Другой метод показан на рис. 3.8(b), где индуктивность изменяется путем варьирования магнитного сопротивления сердечника с помощью воздушного зазора переменной ширины.

Если в первом датчике мы игнорируем ту часть витков, которая расположена вне сердечника (это можно сделать, если магнитная проницаемость μ велика, а воздушный зазор, через который проходит катушка, узкий), то для обоих датчиков имеем:

$$L = \frac{\mu_0 n^2 A}{l_a + l_y / \mu_y}$$

В этом выражении n — число витков катушки, A — площадь поперечного сечения сердечника, l_a — ширина воздушного зазора, l_y — длина магнитного пути по сердечнику и якорю, а μ_y — относительная магнитная проницаемость ферромагнитного материала сердечника. В первом варианте (рис. 3.8(a)) изменяется только n как функция x , поэтому:

$$\frac{dL(n)}{L(n)} = 2 \frac{dn}{n}$$

Во втором варианте (рис. 3.8(b)) изменяется только l_a . При $l_a = 2x$ зависимость становится гиперболической относительно x :

$$L(x) = \frac{\mu_0 \mu_y n^2 A}{2x \mu_y + l_y}$$

Датчик смещения, в котором используется изменение магнитного сопротивления, включается в мостовую схему с целью получения линейной передаточной характеристики. Использование двух таких датчиков с изменяемым магнитным сопротивлением в мостовой схеме, кроме обеспечения линейности, сводит к нулю силу взаимодействия между сердечником и якорем. Эта магнитная сила может быть достаточно большой, значительно отличаясь от силы Кулона в емкостном датчике. Из условия баланса энергии можно вывести, что

$$F(x) = -\frac{1}{2} I^2 \frac{dL(x)}{dx}$$

при условии, что через катушку индуктивности протекает постоянный ток от источника тока. Так как $L(x)$ — нелинейная функция x , то сила F зависит от x .

Величину индуктивности, являющуюся мерой смещения, можно определить, используя мостовую схему или включив катушку индуктивности в схему генератора.

Индуктивным датчиком, в котором используется изменение взаимной индукции между двумя катушками, является *дифференциальный трансформатор*. Как следует из названия, этот датчик используется в балансной схеме (см. рис. 3.9). Величина связи между первичной и вторичной обмотками зависит от положения сердечника. Например, если сердечник сдвинут вверх

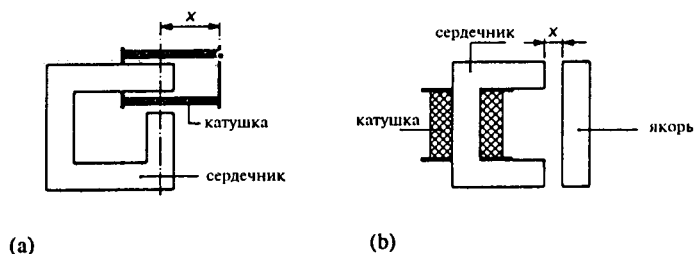


Рис. 3.8. (а) Индуктивный датчик смещения, основанный на изменении действующего числа витков. (б) Индуктивный датчик с изменяемым магнитным сопротивлением.

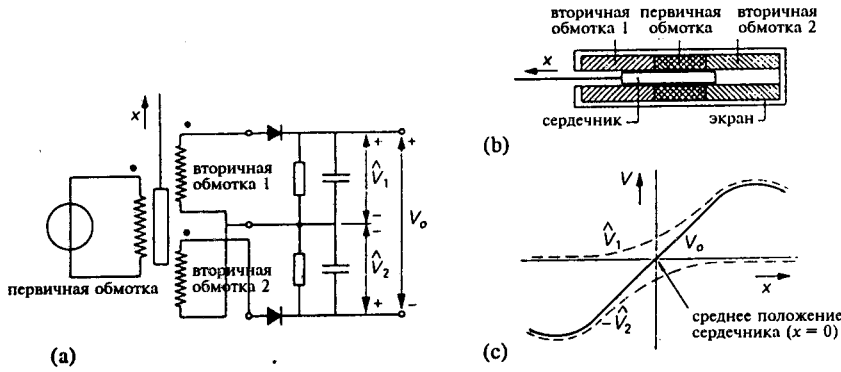


Рис. 3.9. (а) Дифференциальный трансформатор для измерения смещения с двумя пиковыми детекторами. (б) Поперечный разрез дифференциального трансформатора. (с) Передаточная характеристика $V = V(x)$.

(рис. 3.9(а)), то связь между первичной обмоткой и верхней вторичной обмоткой увеличивается и поэтому увеличивается выходное напряжение на этой обмотке. Переменное напряжение верхней вторичной обмотки преобразуется пиковым детектором в постоянное напряжение \hat{V}_1 . На рис. 3.9(с) это напряжение представлено как функция положения x сердечника. На графике хорошо видна сильная нелинейность этой функции. Выпрямленное напряжение нижней вторичной обмотки представлено на том же графике как $-\hat{V}_2$. Сумма этих двух напряжений образует выходное напряжение $V_o = \hat{V}_1 - \hat{V}_2$. Для малых смещений x центра сердечника относительно положения $x = 0$ выходное напряжение V_o линейно зависит от x : нелинейность характеристик двух рассмотренных цепей полностью компенсируется. Дифференциальная чувствительность рассмотренного датчика смещения пропорциональна напряжению источника, подключенного к первичной обмотке.

Существуют дифференциальные трансформаторы для измерения смещения в диапазонах от ± 1 мм до ± 25 см. Нелинейность во всем диапазоне равна приблизительно $2,5 \times 10^{-3}$. Рабочие частоты находятся в пределах от 50 Гц до 10 кГц. Чувствительность дифференциального трансформатора при расположении сердечника в среднем положении и напряжении питания 1 В составляет для диапазона измерения ± 1 мм величину порядка 240 мкВ / мкм, а для диапазона ± 25 см — приблизительно 4 мкВ / мкм.

Оптические датчики смещения

Смещение можно обнаружить также оптически с помощью кодирующей ленты (при поступательном движении) или поворотного кодера (при вращении). На рис. 3.10(а) показан оптический датчик смещения, в котором применена кодирующая лента, на которой в несколько рядов чередуются прозрачные и непрозрачные участки. Положение ленты преобразуется непосредственно в цифровой сигнал узким лучом света и рядом световых дат-

чиков. Цифровой код определяется расположением прозрачных и непрозрачных полос на ленте.

Необходимо отметить, что обычно код, используемый в оптическом преобразователе — не простой двоичный код, как показано на рис. 3.10(а). Основной недостаток простого двоичного кода состоит в том, что даже при совсем небольшом смещении могут измениться сразу несколько битов. Из-за конечной разрешающей способности системы оптического обнаружения, может возникнуть ситуация, при которой только часть (но еще не все) биты изменились. Это (переходное) состояние может соответствовать совершенно другому положению кодирующей ленты. Поэтому обычно выбирается код, в котором одновременно изменяется не более одного бита, например, код Грея.

Датчики смещения, в которых применяются поворотный или ленточный кодеры, имеют фиксированное положение нуля. Поэтому они относятся к *абсолютным датчикам смещения*. Особенно удобны эти датчики для подключения к компьютеру для цифрового управления перемещением.

В качестве альтернативы методу кодирования абсолютного положения по отношению к ленте можно использовать также единственную дорожку чередующихся прозрачных и непрозрачных полос. Тогда изменение положения можно определить подсчитывая число импульсов света. Этот метод не имеет фиксированного положения нуля и поэтому *измеряет приращение смещения*. В основе измерения лежит измерение интервала. Здесь разрешающая способность определяется наименьшим различимым расстоянием между двумя смежными линиями решетки. Это расстояние ограничено световым датчиком и составляет обычно только 1 мм. Если желательно более высокое разрешение, можно воспользоваться муаровым изображением, как это показано на рис. 3.10(б). Дополнительная решетка помещается перед основной измерительной решеткой под небольшим углом, что создает картину светлых и темных полос, передвигающихся вертикально, когда измерительная решет-

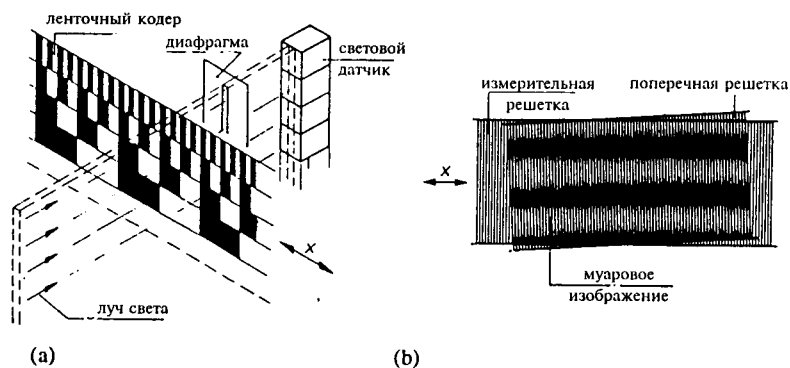


Рис. 3.10. (а) Оптический датчик смещения с кодирующей лентой. (б) Увеличение расстояния между линиями решетки с использованием муарового изображения.

ка перемещается горизонтально. Когда решетка перемещается на расстояние, равное расстоянию между двумя линиями решетки, лучи будут перемещаться на расстояние, точно равное их собственной ширине. Расстояние между лучами и ширина лучей определяются углом между передней решеткой и измерительной решеткой. Когда датчик света помещается позади этой конструкции, создается впечатление, будто расстояние между линиями решетки увеличилось.

При использовании такого метода можно получить увеличение чувствительности к смещению в 10^3 раз. Разрешающая способность составляет величину порядка 1 мкм. При использовании призм и других оптических средств эту величину можно увеличить еще больше.

Датчики скорости

При рассмотрении датчиков для измерения скорости необходимо различать датчики линейной скорости и датчики угловой скорости. Если угловая скорость почти постоянна, мы говорим также об измерении числа оборотов в минуту, об/мин. В следующем разделе мы обсудим несколько методов и принципов, часто используемых для преобразования информации о скорости в электрический сигнал.

Преобразование скорость-частота

Измерение скорости часто сводят к измерению частоты, поскольку частоту электрического сигнала можно измерить очень точно. Преобразование выполняется с помощью диска или ленты с большим числом меток (обнаруживаемых элементов), помещенных на равных расстояниях Δx . Скорость может быть найдена из соотношения $v = \Delta x n / t = \Delta x f$, где n — число меток, обнаруженных за t секунд, а f — частота выходного сигнала. Обнаружение меток можно выполнить оптическим, механическим, индуктивным или емкостным методом. Так как $f = v / \Delta x$, разрешающая способность при измерении скорости определяется скоростью v и расстоянием Δx . Разрешающая способность уменьшается с уменьшением скорости, и поэтому для измерения малых скоростей расстояние Δx должно быть очень малым.

Измерение скорости путем дифференцирования и интегрирования

Для линейной скорости $v(t)$:

$$v(t) = \frac{dx(t)}{dt},$$

где $x(t)$ — линейное смещение. Для угловой скорости $\omega(t)$:

$$\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt},$$

где $\theta(t)$ — угол поворота.

Из этих двух выражений с очевидностью следует, что можно получить сигнал, пропорциональный скорости объекта, вычисляя производную выходного сигнала датчика смещения. Не составляет труда создать электронную схему для дифференцирования электрического сигнала. Однако имеется одно неудобство, связанное с этим: разрывность выходного сигнала датчика смещения (из-за конечного разрешения) будет причиной больших импульсных помех в сигнале, характеризующем скорость. Кроме того, высокочастотный шум и другие помехи возрастают при дифференцировании. Это связано с тем, что коэффициент передачи дифференциатора возрастает линейно со скоростью 6 дБ/октаву с увеличением частоты. Поэтому сигнал, выражающий скорость, полученный путем дифференцирования сигнала, характеризующего смещение, почти всегда страдает присутствием шума и помех.

Другая возможность получения значения скорости состоит в интегрировании линейного ускорения $a(t)$:

$$v(t) = \int_0^t a(t) dt + v(0),$$

или для углового ускорения $\alpha(t)$:

$$\omega(t) = \int_0^t \alpha(t) dt + \omega(0).$$

Если мы предполагаем, что при $t = 0$ скорость была нулевой, то достаточно проинтегрировать ускорение на интервале $(0, t)$. Это можно выполнить с помощью относительно простой аналоговой электронной схемы. Недостаток этого метода состоит в том, что выходное напряжение любого реального интегратора из-за утечки или дрейфа будет очень медленно увеличиваться или уменьшаться, даже в том случае, когда входное напряжение равно нулю. Поэтому интегрирование таким способом возможно только для относительно коротких интервалов времени. Электронные интеграторы часто используются для измерения скорости вибрирующих элементов механических устройств. Наконец, надо отметить, что частотная характеристика интегратора линейна с наклоном -6 дБ/октаву. Поэтому шум и помехи подавляются тем сильнее, чем выше частота этих нежелательных воздействий.

Индуктивные датчики скорости

В индуктивных датчиках скорости движение объекта с некоторой скоростью приводит к изменению магнитного потока Φ , который наводит эдс в про-

воднике. Это наведенное напряжение характеризует скорость измеряемого объекта. Сказанное становится очевидным при обращении к рис. 3.11(а). Напряжение, наведенное в i -м витке катушки этого индуктивного датчика скорости, определяется соотношением:

$$V_i = -\frac{d\Phi_i}{dt}.$$

Учитывая эдс, наведенную во всех n витках, находим напряжение на зажимах катушки:

$$V = -\sum_{i=1}^n \frac{d\Phi_i}{dt}.$$

Так как $\Phi_i = \Phi_i(x)$, где x — положение магнита относительно центра катушки, а $x = x(t)$, получим:

$$V = -\sum_{i=1}^n \frac{d\Phi_i}{dx} \frac{dx}{dt} = -v \sum_{i=1}^n \frac{d\Phi_i}{dx} = vk(x).$$

Таким образом, выходное напряжение V пропорционально скорости v магнита для заданной величины x . Чувствительность датчика равна k . К сожалению, датчик является нелинейным, поскольку $k = k(x)$. Поэтому, этот тип датчика также часто используется в балансной схеме. Так как в датчике скорости, приведенном на рис. 3.11(а), перемещается магнит, он назван магнитодинамическим.

Другой пример индуктивного датчика скорости был дан на рис. 3.3. Здесь магнит неподвижен, а движется катушка, поэтому этот датчик называется электродинамическим. На рис. 3.11(б), в качестве примера, показан датчик скорости потока. По трубе, находящейся в сильном магнитном поле с индукцией B , между двумя электродами течет проводящая жидкость. Магнитное поле вызывает появление на электродах разности электрических потенциалов, которую можно рассчитать следующим образом: предположим, что индукция B и скорость потока постоянны по всему поперечному сечению

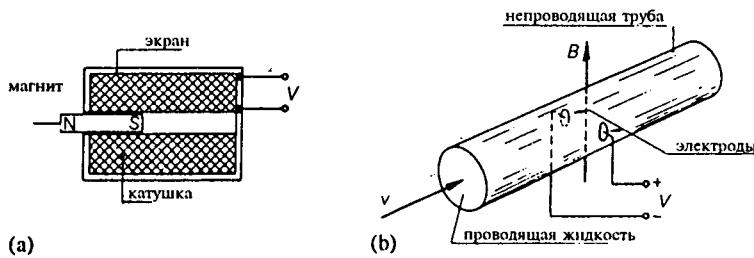


Рис. 3.11. Индуктивный датчик скорости. (а) Магнитодинамический датчик скорости. (б) Индукционный датчик скорости потока.

трубы и $B \perp v$; тогда изменение потока $\Delta\Phi$ за секунду в столбце жидкости между двумя электродами составит $B\Delta A = Blv$, где l — расстояние между электродами. Таким образом, наведенное напряжение с полярностью, указанной на рис. 3.11(b), равно:

$$V = Blv.$$

Чувствительность индуктивного датчика скорости потока относительно невелика. Например, при скорости потока 1 м/сек в трубке диаметром 5 см, находящейся в сильном магнитном поле с индукцией 0,1 Тл, появляется выходное напряжение величиной всего лишь 5 мВ. В принципе, датчик линейен, но из-за изменения скорости потока вдоль поперечного сечения трубы, вызванной вязкостью жидкости, это не всегда имеет место. Можно показать, что выходное напряжение V линейно связано со средней по поперечному сечению скоростью потока: $v_{\text{ср}} = Q/\pi r^2$, где Q — общий объем жидкости, протекающей через поперечное сечение площадью πr^2 за секунду.

Датчики ускорения

Преобразователи для измерения ускорения основаны на измерении силы F , необходимой для придания известной массе (подвижной массе m) такого же ускорения (a), какое имеет измеряемый объект. Зная значения силы и массы, определяем ускорение: $a = F / m$. Однако присоединение этой массы (и дополнительной массы корпуса датчика) к измеряемому объекту может повлиять на величину измеряемого ускорения. Поэтому дополнительная масса должна быть сведена к минимуму, особенно когда объект измерения очень упругий или имеет малую массу. Мы не будем отдельно касаться датчиков ускорения, поскольку необходимые методы и принципы преобразования будут рассмотрены в следующем разделе, посвященном датчикам усилий.

Датчики усилий

С целью измерения механической силы упругое тело может быть подвергнуто действию этой силы. Возникающие при этом деформация или изменение размеров данного тела можно измерить затем с помощью датчика смещения. Материал и форму упругого тела в таком «динамометре» следует выбрать так, чтобы в широком диапазоне удовлетворялся закон Гука без остаточной деформации. Для цилиндрического стержня закон Гука дает:

$$\sigma = \frac{F}{A} = E \frac{\Delta x}{x}.$$

Здесь σ — давление на стержень, F — сила, действующая на стержень, A — площадь поперечного сечения стержня и $\Delta x / x$ — относительное удлинение

(или деформация) стержня. E — осительное удлинение (или деформация) стержня. вления. На рис. 3.12(b) и (c) показаны действующие по этому принципу, так называемые манометры Бурдона (Bourdon). Величина смещения x или угол поворота θ в этих манометрах обычно измеряются посредством тензорезисторов или дифференциальных трансформаторов смещения.

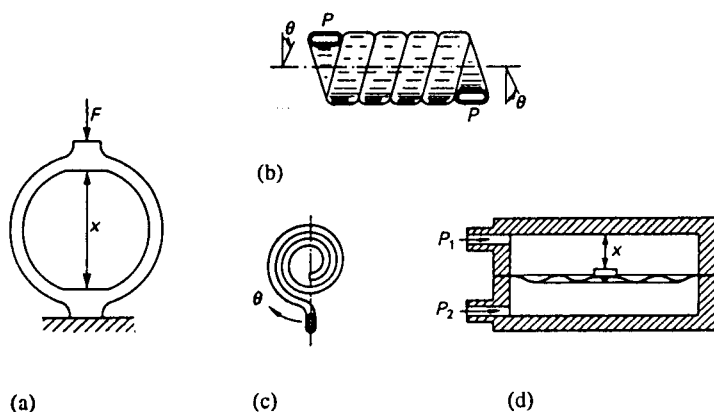


Рис. 3.12. Несколько различных упругих пружинных конструкций для преобразования силы F или давления P в линейное смещение x или угол поворота θ : (a) пружина кольцевого типа; (b) винтовая пружина Бурдона; (c) спиральная пружина Бурдона; (d) мембранная пружина.

Пьезоэлектрические датчики силы

У некоторых материалов наблюдается эффект электрической поляризации, изменяющейся при любой механической деформации материала. Когда к небольшому образцу такого материала приложена сила (или на него оказывается давление), между противоположными гранями образца возникает разность электрических зарядов. Это явление называется *пьезоэлектрическим эффектом* (от греч. *piezein* — нажать).

Этот эффект наблюдается у материалов, в кристаллической решетке которых отсутствует центр симметрии, например у кварца. Любая внешняя механическая деформация вызывает изменение дипольного момента кристалла. В асимметричном кристалле это изменение различно по разным направлениям, что является причиной макроскопической электрической поляризации, приводящей в результате к возникновению разности зарядов на гранях кристалла. Этот эффект может также наблюдаться в материалах, обладающих центром симметрии, если только симметрия нарушена сильным электрическим полем из-за спонтанной поляризации материала. Примером такого класса материалов (так называемых ферроэлектриков) является титанат бария.

Может также наблюдаться обратный эффект: образец пьезоэлектрического материала деформируется, когда к нему приложено электрическое напряжение.

На рис. 3.13(а) показано, как можно воспользоваться пьезоэлектрическим эффектом в датчике давления. Заряд Q , возникающий на гранях кристалла, пропорционален приложенной силе F , а давление $P = AF$, где A — площадь поверхности, на которую действует сила F . Чувствительность по заряду S_q пьезоэлектрического датчика силы определяется как

$$S_q = \frac{Q}{F}.$$

Эта чувствительность зависит от материала кристалла и его ориентации, но не зависит от размеров кристалла. Чувствительность по напряжению S_v , по определению, равна

$$S_v = \frac{V}{F}$$

и, поскольку для конденсатора справедливо равенство $Q = CV$, находим

$$S_q = CS_v,$$

где C — электрическая емкость датчика. Очевидно, что чувствительность пьезоэлектрического датчика по напряжению зависит от его размеров.

На рис. 3.13(б) показана электрическая эквивалентная схема такого пьезоэлектрического датчика. Резистор R , включенный между двумя выводами, отражает обычно очень высокое сопротивление утечки. Благодаря этому становится невозможным с помощью датчика такого типа измерять статические силы. Статическая сила вызвала бы появление на выходе постоянного напряжения. Однако из-за утечки заряда через влажную или загрязненную поверхность и конечное объемное сопротивление величина постоянного напряжения быстро падает.

Некоторые типичные характеристики реального пьезоэлектрического датчика давления таковы: материал — кварц; диапазон измерения 0 — 5000

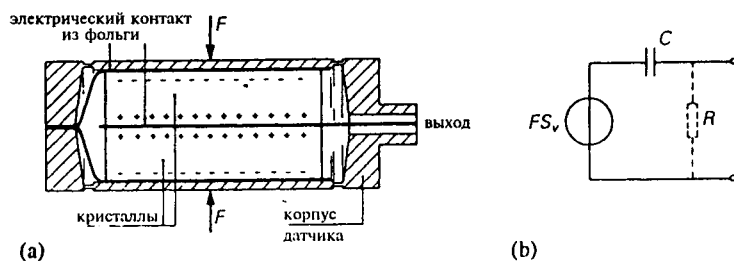


Рис. 3.13. (а) Пьезоэлектрический датчик давления. (б) Эквивалентная электрическая схема.

Н / см²; нелинейность 1%; чувствительность по заряду 3 пКл·см² / Н; температурный коэффициент чувствительности 10⁻³ К⁻¹; емкость 8 пФ; резонансная частота 20 кГц; сопротивление утечки 10¹² Ом.

Предположим, что выход пьезоэлектрического датчика соединен со входом усилителя напряжения (усилитель с очень большим входным импедансом). Поскольку усилитель обычно располагается на некотором расстоянии от датчика, соединение осуществляется с помощью длинного кабеля. На рис. 3.14(а), где приведена эквивалентная схема, включающая датчик, кабель и входную цепь усилителя, приняты следующие обозначения: C_c - емкость, а R_c - сопротивление утечки между двумя проводниками кабеля; C_i - входная емкость, а R_i - входное сопротивление усилителя напряжения. Входное напряжение усилителя равно V_i , поэтому передаточная функция определяется как

$$\frac{V_i}{F} = \frac{j\omega R' C S_v}{1 + j\omega R'(C + C')}.$$

В этом выражении R' представляет собой параллельное соединение резисторов R , R_c и R_i , а C' - параллельное соединение конденсаторов C_c и C_i . На высоких частотах коэффициент передачи становится действительной величиной и равен $S_v C / (C + C')$. Сигнал ослабляется из-за емкости кабеля и входной емкости. Из приведенного выражения для передаточной функции следует, что нижняя граничная частота f_i по уровню -3 дБ равна $f_i = 1/2\pi R'(C + C')$. Ниже этой частоты коэффициент передачи уменьшается в 2 раза (на 6 дБ) при понижении частоты на октаву. Поэтому для получения высокой чувствительности и малого значения f_i входной импеданс усилителя должен быть очень большим. Применяя специальный измерительный усилитель (электрометрический усилитель) можно получить входное сопротивление порядка 10¹⁴ Ом и входную емкость около 1 пФ.

Проблема, связанных с емкостью кабеля и входным импедансом усилителя, можно избежать, применяя в качестве меры силы величину заряда, а не напряжение. Выходной сигнал датчика поступает в этом случае на вход усилителя заряда, схематически изображенного на рис. 3.14(б). Если коэффициент усиления A_0 используемого операционного усилителя очень велик, то входное напряжение будет пренебрежимо малым при конечном выходном

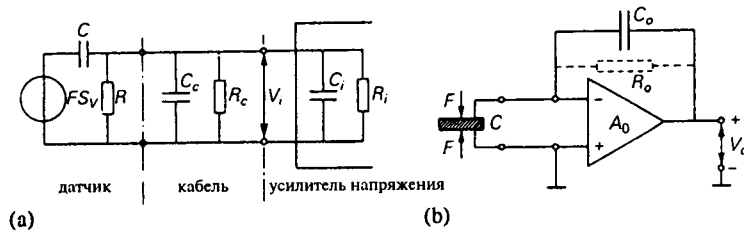


Рис. 3.14. (а) Подключение усилителя напряжения к пьезоэлектрическому датчику силы, с помощью кабеля. (б) Схема усилителя заряда.

напряжении V_o . Это означает, что напряжения, приложенные к кабелю и к входному импедансу операционного усилителя, становятся приблизительно равными нулю. Пренебрегая импедансами кабеля и усилителя, видим, что выходной заряд датчика полностью стечет через импеданс, образованный параллельным соединением C_o и R_o . Следовательно, передаточная функция равна:

$$\frac{V_o}{F} = -\frac{j\omega C R_o S_q}{1 + j\omega C_o R_o} = -\frac{j\omega R_o S_q}{1 + j\omega C_o R_o}.$$

Если R_o настолько велико, что $\omega R_o C_o$ много больше единицы, то коэффициент передачи будет действительной величиной:

$$\frac{V_o}{F} = -\frac{S_q}{C_o}.$$

У операционного усилителя всегда имеется небольшой втекающий или вытекающий входной ток (необходимый для обеспечения требуемого режима по постоянному току входных транзисторов усилителя). Поэтому в отсутствие R_o усилитель заряда интегрировал бы этот ток до тех пор, пока, наконец, не попал бы в состояние насыщения на выходе. Однако сопротивление резистора R_o надо выбирать большим для того, чтобы на низких частотах усилитель заряда работал удовлетворительно. Как следствие, операционный усилитель должен иметь крайне малые входные токи смещения (например, во входном каскаде должны быть применены полевые транзисторы).

Выходное напряжение усилителя заряда V_o пропорционально заряду Q , возникающему на выходе датчика, поскольку $V_o = -F S_q / C_o = -Q / C_o$. Малое значение выходного импеданса источника напряжения V_o может пригодиться впоследствии в процессе дальнейшей передачи.

3.2.2 Термоэлектрические датчики

При каждом измерении температуры происходит перенос энергии: она либо отбирается у измеряемого объекта, либо добавляется ему. Последнее происходит в том случае, когда измеряемая температура ниже, чем температура датчика, которая стремится к тому, чтобы сравняться с температурой окружающей среды. Этот теплообмен, оказывающий влияние на измеряемый объект, происходит при каждом измерении и приводит к ошибкам. Передача энергии от измеряемого объекта к датчику температуры или *наоборот* осуществляется посредством теплопроводности, конвекции или излучения. Перенос тепла в веществе при отсутствии движения называется *теплопроводностью*. В контактных датчиках температуры теплопроводность является основным способом передачи энергии. Передача тепловой энергии движущейся массой называется *тепловой конвекцией*. Конвекция является важнейшим способом передачи энергии, когда датчик температуры помещен в газовый поток. Наконец, передача тепла инфракрасным электромагнитным

излучением называется *тепловым излучением*. В этот процесс вещество не включено. На этом способе передачи энергии основана радиационная термометрия.

Мы рассмотрим здесь четыре существенно различных метода преобразования, используемых в термоэлектрических датчиках. Все они основаны на температурной зависимости той или иной переменной в измерительной системе или ее параметра. Первый метод основан на температурной зависимости электрических параметров, например, омической составляющей или ширины запрещенной зоны кремния в биполярном транзисторе. Во втором методе измеряется контактная разность потенциалов двух металлов, образующих так называемые термопары. Измерение теплового излучения тела при температуре выше $T = 0$ К составляет сущность третьего метода (в этом случае датчики называют пирометрами). Наконец, четвертый метод сводится к косвенному измерению температуры. Сначала температура влияет на механическую величину (например, на резонансную частоту кристалла), которая, в свою очередь, влияет на электрическую величину (частоту колебаний генератора). Этот способ используется в термометрах с кварцевым резонатором. Таблица 3.1 дает краткую сводку достоинств и недостатков этих методов.

Табл. 3.1. Сравнение различных методов измерения температуры.

	Резистивный датчик	Термистор	ИС - датчик	Термопара	Датчик излучения	Кварцевый датчик
Достоинства	Стабильность	Высокая эффективность	Дешевый	Пассивный датчик	Не нагружает объект	Высокая стабильность
	Точность		Линейный	Простой		
		2-проводное измерение	Большое напряжение	Прочный	Измеряет на расстоянии	Высокая точность
				Дешевый		
			Большой температурный диапазон			
Недостатки	4-проводное измерение	Низкая стабильность	Медленный	Большая нелинейность	Неточный	Самый дорогой
	Нелинейность	Сильная нелинейность	Выделяет тепло	Малое напряжение	Нестабильный	
	Дорогой	Малый температурный диапазон	Требуется источник питания	Требуется температурный эталон	Дорогой	Требуется температурный эталон
	Медленный					
	Выделяет тепло	Хрупкий	$T < 150^\circ$	Не высокая стабильность		

Резистивные датчики температуры

Электрическое сопротивление любого материала в той или иной степени зависит от температуры. Если эта зависимость точно известна и достаточно воспроизводима, то ею можно воспользоваться, переходя от измерения температуры к измерению сопротивления. Мы будем различать резистивные термометры, основанные на чистых металлах, *металлические термометры*, и резистивные термометры, в которых применены полупроводниковые материалы, *полупроводниковые термометры*.

Сопротивление чистых металлов можно записать в виде степенного ряда:

$$R(T) = R(T_0) \cdot [1 + \alpha(T - T_0) + \beta(T - T_0)^2 + \gamma(T - T_0)^3 + \dots],$$

где $R(T)$ — сопротивление датчика при температуре T , а $R(T_0)$ — его сопротивление при определенной эталонной температуре T_0 . Если температурный диапазон не слишком велик, то достаточно оставить первые два члена и датчик можно считать почти линейным.

Чаще всего применяются платина и никель. При температуре $T_0 = 273$ К $\alpha_{Pt} = 3,85 \times 10^{-3}$ К⁻¹, а $\alpha_{Ni} = 6,17 \times 10^{-3}$ К⁻¹. Диапазон измерения платинового датчика простирается от 70 К до 1000 К, а у никелевого датчика — от 200 К до 500 К. При температуре 273 К коэффициент при квадратичном члене для платины равен $\beta_{Pt} = -5,83 \times 10^{-7}$ К⁻², а при члене третьей степени — $\gamma_{Pt} = -3,14 \times 10^{-12}$ К⁻³.

Сопротивление чистого металла, кристаллическая решетка которого не имеет примесей или нарушений, имеет положительный температурный коэффициент α . Сопротивление обусловлено взаимодействием свободных электронов проводимости с колеблющимися атомами кристаллической решетки. С повышением температуры увеличивается амплитуда колебаний кристаллической решетки, что приводит к уменьшению средней длины свободного пробега электронов и сокращению среднего времени τ (времени релаксации) между столкновениями. Можно показать, что время релаксации τ обратно пропорционально абсолютной температуре и поэтому сопротивление пропорционально абсолютной температуре.

В полупроводниках, как чистых, так и с примесями, этот эффект скрыт другим, намного более сильным эффектом: здесь число свободных носителей заряда зависит от абсолютной температуры. Чем выше температура, тем большее число электронов из валентной зоны преодолевает запрещенную зону и попадает в зону проводимости (в случае чистых полупроводников) или возрастает число активированных донорных или акцепторных атомов (в случае примесных полупроводников). Число свободных носителей заряда увеличивается согласно следующему соотношению:

$$n = n_0 e^{-E_g/2kT},$$

где E_g — энергия, необходимая для преодоления запрещенной зоны, а k — постоянная Больцмана. Таким образом, сопротивление полупроводника

уменьшается при повышении температуры; полупроводник имеет отрицательный температурный коэффициент сопротивления (отрицательный ТКС).

Сопротивление полупроводника можно представить в виде:

$$R(T) = A e^{B/T}.$$

Коэффициенты A и B также зависят от температуры, поэтому более точное выражение выглядит так:

$$R(T) = R(T_0) e^{B(1/T - 1/T_0)}.$$

Очевидно, что полупроводниковый датчик сильно нелинеен. Температурный коэффициент $\alpha(t)$ имеет вид:

$$\alpha(T) = \frac{1}{R(T)} \frac{dR(T)}{dT} = -\frac{B}{T^2}.$$

На практике величина коэффициента B у полупроводниковых датчиков лежит между 2700 К и 5400 К. Таким образом, при температуре 300 К температурный коэффициент находится в диапазоне от $-3 \times 10^{-2} \text{ K}^{-1}$ до $-6 \times 10^{-2} \text{ K}^{-1}$.

При температуре 300 К чувствительность полупроводникового датчика на порядок выше, чем металлического. Такой чувствительный к температуре полупроводниковый резистор часто называют *термистором*.

По поводу применения металлических датчиков следует сделать несколько практических замечаний. Поскольку изменение сопротивления при изменении температуры на градус довольно мало, во избежание помех необходимо применять методы, рассмотренные в разделе 2.3.3.3. Здесь необходимы скрученные провода и экранированные кабели. В большинстве случаев металлические датчики бывают изготовлены из платины и имеют сопротивление порядка 100 Ом. Конструкция бобины, на которой намотан провод резистивного датчика, такова, что механические напряжения, вызываемые тепловым расширением, оказываются минимальными. И последнее, датчик будет слегка нагреваться из-за рассеивания мощности при протекании измерительного тока через резистивный датчик (этот самонагрев приводит к повышению температуры датчика приблизительно на 0,5 К при неподвижном воздухе и 0,1 К при скорости воздушного потока 1 м/с).

Принцип работы рассмотренных до сих пор датчиков температуры основан на использовании температурной зависимости сопротивления. Обычно изменение сопротивления определяется с помощью мостовой схемы, которая часто расположена на некотором расстоянии от самого датчика температуры. Свое собственное сопротивление имеет соединяющий кабель. Плохо еще, что сопротивление кабеля также зависит от температуры. Как следствие, температура окружающей среды будет вносить свой вклад в результат измерения; измерение оказывается чувствительным к возмущающим воздействиям со стороны окружающей среды. Чувствительность к температуре окружающей среды можно уменьшить, добавив в измерительную систему

один или два дополнительных провода и получая, таким образом, *трехпроводную* схему или *четырёхпроводную* схему. На рис. 3.15(а) показана трехпроводная схема, в которой используется тот факт, что два проводника имеют одинаковое сопротивление, когда $R_{a1} = R_{a2}$. У четырехпроводной схемы нет подобных ограничений, но необходим еще один проводник.

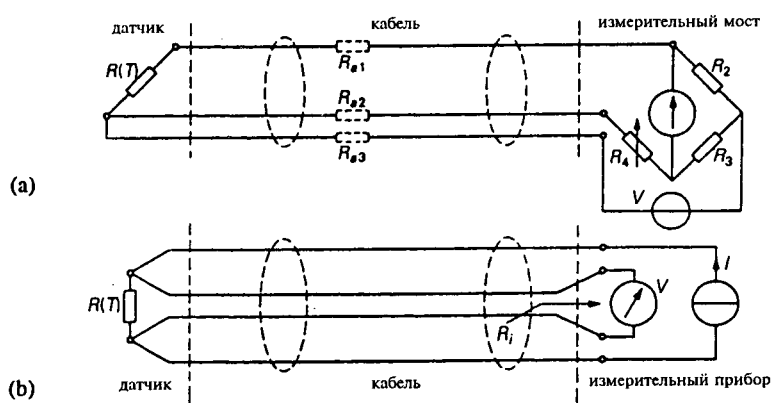


Рис. 3.15. (а) Трехпроводная схема; если $R_{a1} = R_{a2}$ и $R_{a2} = R_{a3}$, то $R(T) = R_4$. (б) Четырехпроводная схема; если $R_i \gg R(T)$, то $R(T) = V/I$.

Датчики температуры в интегральном исполнении

Датчик температуры другого типа может основываться на свойствах биполярного транзистора. В таком датчике используется фундаментальное свойство кремния, состоящее в том, что ширина запрещенной зоны зависит от температуры. Датчик реализуется следующим образом. В двух биполярных транзисторах, расположенных близко друг к другу в одной интегральной схеме (ИС), текут различные коллекторные токи. Если отношение *плотностей* (коллекторных) *токов* (транзисторы могут иметь различные площади коллекторов) равно r , то разность между напряжениями база-эмиттер двух транзисторов равна $(kT/q) \ln r$. Здесь k — постоянная Больцмана, T — абсолютная температура, а q — заряд электрона. Эта разность напряжений база-эмиттер линейно зависит от абсолютной температуры. С помощью дополнительных электронных схем это напряжение усиливается для того, чтобы получить на выходе необходимую величину.

Типичный датчик в интегральном исполнении имеет следующие параметры: температурный диапазон от -55°C до 150°C ; нелинейность во всем диапазоне составляет приблизительно 0,3 К; чувствительность 10 мВ/К (выходное напряжение) или 1 мкА/К (выходной ток); нестабильность за 1000 часов работы $\pm 0,08$ К; рассеиваемая мощность 1,5 — 3 мВт. Тепловое сопротивление датчика, когда окружающая среда представляет собой неподвижный воздух, равно приблизительно 200 — 400 К/Вт. Повышение температу-

ры из-за самонагрева составляет при этом от 0,3 до 1,2 К. Тепловое сопротивление, а следовательно и самонагрев, можно уменьшить примерно в 4 раза, если с помощью радиатора увеличить эффективную площадь поверхности датчика. Недостатком такого решения является тот факт, что реакция датчика замедляется из-за увеличения тепловой массы. Когда устанавливается радиатор, постоянная времени датчика вместе с корпусом при отсутствии обдува увеличивается от $\tau = 80$ с до $\tau = 120$ с. При обдуве воздухом со скоростью потока 3 м/с тепловое сопротивление уменьшается в 5 раз. Если такой датчик установлен в жидкости, то самонагрев становится несущественным, особенно в том случае, когда жидкость течет.

Термопары

Когда два различных металла приведены в соприкосновение друг с другом на атомном уровне, возникает разность электрических потенциалов. Эта так называемая контактная разность потенциалов зависит только от природы этих двух металлов и от абсолютной температуры. Площадь контакта не оказывает влияния на разность потенциалов. Для многих комбинаций металлов контактная разность потенциалов приблизительно линейно зависит от абсолютной температуры контакта, если температурный диапазон не слишком велик. Когда два контакта включены последовательно, как показано на рис. 3.16(a), в цепи появляется термоэдс V при условии, что эти два контакта имеют разную температуру. Такая конструкция называется *термопарой*. Некоторые характеристики термопар приведены на рис. 3.16(b).

Названия хромель, константан и алюмель относятся к следующим сплавам (относительный вес в процентах):

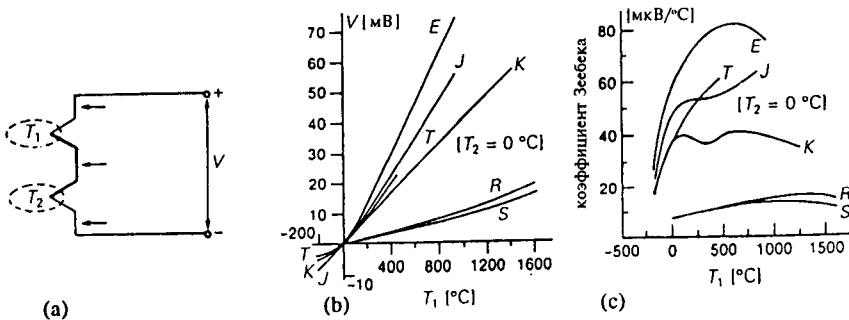


Рис. 3.16(a) Термопара, образованная двумя контактами разнородных металлов, находящимися при различных температурах T_1 и T_2 . (b) Характеристики некоторых обычно применяемых термопар (буквами указаны различные комбинации металлов): E — хромель-константан; J — железо-константан; K — хромель-алюмель; T — медь-константан; R — (87% Pt, 13% Rh) — платина; S — (90% Pt, 10% Rh) — платина. (c) Значение коэффициента Зеебека для этих термопар как функция температуры T_1 при заданной опорной температуре $T_2 = 0^\circ\text{C}$.

хромель — 90% Ni, 10% Cr,
 константан — 54% Cu, 45% Ni, 1% Mn,
 алюмель — 95% Ni, 3% Mn, 2% Al, 1% Si.

Термоэдс является мерой разности температур между двумя контактами. Более точно выходное напряжение термопары можно записать в виде степенного ряда от разности температур $T - T_0$, где T_0 — некоторая заданная температура калибровки, то есть

$$V = a_1(T - T_0) + a_2(T - T_0)^2 + \dots + a_n(T - T_0)^n.$$

По мере увеличения n это выражение будет описывать поведение данной термопары все более точно. Каждая термопара (каждая комбинация двух металлов) характеризуется собственным рядом *температурно-независимых* коэффициентов a_i ($i = 1, \dots, n$). Для большинства материалов требуется примерно восемь коэффициентов a_i ($n = 8$), чтобы получить погрешность $\pm 1\%$. Коэффициент a_1 носит название *коэффициента Зеебека*. На рис. 3.16(с) показано, как зависел бы этот коэффициент от температуры, если бы характеристика термопары описывалась только одним единственным коэффициентом a_1 .

Если мы имеем дело с большим диапазоном температур, то для достижения необходимой точности следует использовать больше одного коэффициента. Это сделать легко, когда доступен компьютер. Мы можем ввести в компьютер кусочно-линейную аппроксимацию используемой термопары. Этот подход заслуживает особого внимания, когда измеряются температуры большого числа объектов, как, например, на нефтеперерабатывающем заводе. Здесь применение термопар обеспечивает относительно дешевый и надежный, но нелинейный способ измерения температуры. Центральный компьютер может затем линеаризовать данные, считанные с каждого датчика.

При малом диапазоне температур в районе $T_2 = 0^\circ\text{C}$ можно воспользоваться следующими значениями коэффициента Зеебека a_1 для различных типов термопар:

тип E: 61 мкВ/К тип K: 40 мкВ/К
 тип J: 52 мкВ/К тип R: 6 мкВ/К
 тип T: 41 мкВ/К тип S: 6 мкВ/К.

Следующие четыре физических явления вносят свой вклад в напряжение на выходе термопары:

— *Эффект Зеебека*. Это полезный эффект, результат которого измеряется в отсутствие тока, протекающего через термопару. Он возникает из температурной зависимости контактной разности потенциалов. Эта контактная разность потенциалов обусловлена различием уровней Ферми у двух разнородных металлов. Чем выше температура, тем большее число электронов находится на более высоком энергетическом уровне, чем уровень Ферми. Из-за этого контактная разность потенциалов становится зависящей от температуры.

— *Эффект Пельтье*. Если через контакт двух разнородных металлов протекает ток, то температура контакта изменяется. В зависимости от направления тока, контакт становится теплее или холоднее окружающей среды. Этот эффект вызван тем, что всякий процесс электрической проводимости сопровождается переносом тепла. В металле теплопроводность, так же как и электропроводность, обеспечивается свободными электронами. В термопаре эффект Пельтье является нежелательным, поскольку вносит температурную погрешность.

— *Эффект Томсона*. Если через однородный металлический проводник течет ток в направлении, совпадающем с отрицательным температурным градиентом, то будет выделяться термоэлектрическая теплота. Если направление тока изменить на обратное, то тепло будет поглощаться проводником. Этот обратимый эффект также следует из того факта, что процесс электропроводности в металле сопровождается передачей тепла и, наоборот, теплопроводность сопровождается электропроводностью. Этот эффект также вносит ошибки.

— *Джоулево тепло*. В двух последних явлениях мы предполагали, что нет выделения тепла из-за рассеяния электрической энергии в электрическом сопротивлении металлов. Если полное сопротивление равно R , то в виде тепла рассеивается $I^2 R$ джоулей в секунду. Поэтому термопара сама себя нагревает. Таким образом, очевиден вывод, состоящий в том, что через термопару не следует пропускать ток, если мы заинтересованы в точном измерении температуры; схема измерения должна иметь высокий входной импеданс.

Дополнительный источник ошибок возникает из-за влажности. Влага может образовывать с каждым из металлов гальванический элемент, причем вырабатываемое им напряжение во много раз больше, чем напряжение термопары. Поэтому термопару часто помещают в водонепроницаемый корпус.

Если мы хотим с помощью термопары измерить абсолютную температуру, а не *разность* температур, нам следует поддерживать один из контактов при известной фиксированной опорной температуре. Этого можно достичь, регулируя температуру одного из контактов с помощью термостата. Можно также осуществить *компенсацию* температуры *эталонного контакта*, как по-

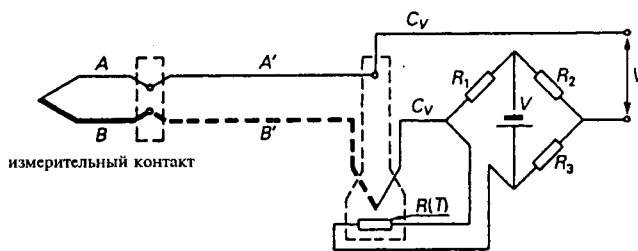


Рис. 3.17. Удлинение измерительного контакта AB посредством компенсационного кабеля $A'B'$ и компенсация температуры эталонного контакта с помощью мостовой схемы.

казано на рис. 3.17. Температура эталонного контакта здесь измеряется резистивным датчиком $R(T)$, который включен в мостовую схему. Выходное напряжение моста включено последовательно с термопарой так, что происходит компенсация температуры эталонного контакта.

Конечно, температурная чувствительность эталонного контакта должна быть противоположна той, какой обладает мостовая схема. Часто однако, особенно при необходимости одновременно определять температуру большого числа объектов, измеряется абсолютная температура эталонного контакта. Все эталонные контакты в этом случае размещаются вместе в одном эталонном блоке. Температура этого блока измеряется, например, с помощью датчика в интегральном исполнении (ИС). Эта температура добавляется к разностям температур, измеряемым с помощью отдельных термопар. Объект, температура которого измеряется активным контактом AB , чаще всего расположен на некотором расстоянии от остальной схемы. Металл в составе контакта термопары обычно слишком дорог, чтобы использовать его в качестве длинного соединительного провода, поэтому для соединения применяют два провода $A'B'$ из более дешевого металла. При этом не будут добавляться ошибки, если два провода A' и B' имеют те же самые термоэлектрические характеристики, что и оба провода A и B , входящие в состав измерительного контакта. Можно отметить, что в случае, когда два (других) металлических проводника соединены последовательно с двумя контактами термопары, как в схеме на рис. 3.17, то образующиеся новые контакты не будут вносить дополнительной разности потенциалов, если эти контакты поддерживаются при одинаковой температуре (в условиях изотермии). Потенциалы дополнительных контактов будут компенсировать друг друга. Наличие разности температур между этими новыми контактами вызовет ошибку измерения. Кабель, соединяющий два контакта термопары и имеющий те же самые термоэлектрические характеристики, называется *компенсационным кабелем*.

Применяя термопары для измерений температуры, следует принять во внимание ряд самых распространенных источников погрешностей. За время, которое существуют термопары, для них было создано несколько сплавов, каждый для своего специфического применения. Эти сплавы вполне доступны в виде проволоки и имеют высокую степень чистоты, однородности и т. д. для того, чтобы можно было воспользоваться стандартизованными коэффициентами данного сплава a_1, a_2 . Термоконтакт может быть осуществлен простой пайкой при условии, что в направлении поперек спайки отсутствует температурный градиент. Фактически пайка вводит третий металл между двумя исходными материалами термопары, но он имеет ту же самую (измеряемую) температуру и поэтому не вносит дополнительной термоэдс. В случае применения термопар при высоких температурах они должны быть изготовлены с помощью точечной сварки (используется разряд конденсатора через контакт, образованный сжатыми вместе проводами). Свойства термопары могут дрейфовать из-за диффузии газов в металле, особенно при высоких температурах. Кроме того, если вдоль провода термопары имеется большой температурный градиент, то в этом проводе при наличии неоднородностей и недостаточной чистоте может появиться собственная термоэдс.

Поэтому термопары бывают изготовлены из тонкой и дорогой проволоки. В результате время теплового переходного процесса уменьшается, но зато увеличивается последовательное сопротивление. Поэтому ток через термопару, обусловленный сопротивлением утечки, приведет к тому, что другие эффекты, рассмотренные выше, станут оказывать свое влияние. Наконец, гальванические напряжения, вызванные влажностью и коррозией, могут стать в несколько сот раз больше напряжения Зеебека!

Термометры излучения

Термометр излучения поглощает часть инфракрасного излучения, испускаемого объектом измерения. Термометр для высоких температур обычно называют *пирометром* (от греч. *Pyr* — огонь). Обычно излучение фокусируется непосредственно на тепловом детекторе с помощью вогнутого зеркала (как показано на рис. 3.18(a)). Если температура объекта измерения более низкая, чем у детектора, то детектор будет источником тепловой энергии, отдаваемой объекту, сам при этом охлаждаясь. Поскольку линзы, хорошо пропускающие тепловое излучение (теплопрозрачные инфракрасные линзы), очень дороги, избегают их применения, особенно при низких температурах. В частности, длинноволновое инфракрасное излучение, очень сильно поглощается большинством материалов. Например, кусок стекла толщиной 2 мм поглотит 50% инфракрасного излучения с длиной волны 2 мкм. 2-миллиметровый слой плавикового шпата (CaF_2) поглощает 50% излучения с длиной волны 7 мкм, а в 2-миллиметровом кристаллическом йодистом цезии поглощается 50% излучения с длиной волны 70 мкм. Такие материалы трудно обрабатывать, часто они не водостойки и т. д.

Как показано на рис. 3.18(a), расстояние от объекта измерения до пирометра не имеет значения, поскольку в каждом положении объекта *A* и *C* он отдает одно и то же тепловое излучение пирометру, если его поверхность

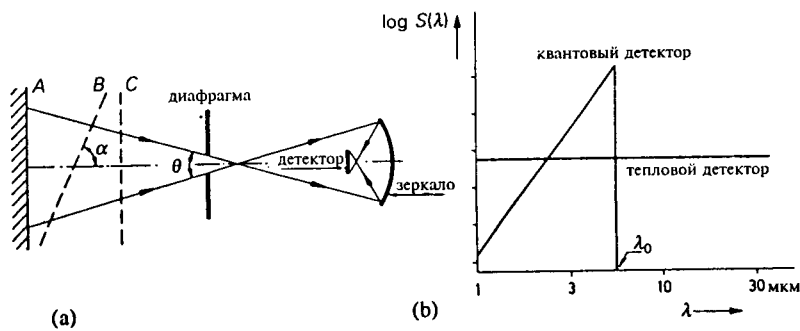


Рис. 3.18. (а) Оптическая структура термометра инфракрасного излучения, согласующая тепловой детектор с объектом измерения. (б) Упрощённое представление спектральной чувствительности $S(\lambda)$ квантового и теплового детекторов.

полностью охватывается углом раскрыва θ . Мощность излучения точечного источника обратно пропорциональна квадрату расстояния, а площадь обзриваемой поверхности увеличивается пропорционально квадрату расстояния, так что в случае, когда угол обзора пирометра полностью покрывает (изотермический) объект, суммарный результат измерения будет одним и тем же.

Если объект излучает равномерно во всех направлениях (так называемый излучатель Ламберта), то энергия излучения, которую получает детектор, не будет изменяться даже в том случае, когда поверхность такого измеряемого объекта находится под углом α (при условии, что $\alpha \neq 0^\circ$ или 180°) к оси пирометра.

Энергия излучения, испускаемая объектом измерения при данной температуре поверхности, обычно меньше, чем энергия, излучаемая абсолютно чёрным телом при той же температуре; коэффициент излучения объекта измерения меньше единицы. (Абсолютно чёрное тело имеет коэффициент излучения равный единице, а у идеального отражателя коэффициент излучения равен нулю.) Коэффициент излучения поверхности равен её коэффициенту поглощения. И тот и другой могут зависеть от длины волны излучения. У некоторых объектов, хорошо отражающих видимый свет, может быть большим коэффициент излучения в инфракрасной области и наоборот.

Коэффициент излучения ε различных материалов в инфракрасном диапазоне имеет следующие значения: $\varepsilon = 0,03 - 0,05$ для полированных металлических поверхностей, $\varepsilon = 0,9$ для лаковых и эмалевых плёнок, $\varepsilon \approx 0,92$ для коллоидного графита и $\varepsilon \approx 0,96$ для воды и льда. Часто для обеспечения большой величины \mathcal{E} объект покрывают тонким слоем коллоидного графита. Иногда в объекте просверливают отверстия. Если отношение диаметра отверстия к его глубине менее $1/6$, то оно ведёт себя как виртуальный абсолютно чёрный излучатель.

Если коэффициент излучения ε не равен единице, то выполненное с помощью пирометра измерение будет содержать ошибку. Плотность энергии излучения P удовлетворяет закону Стефана-Больцмана $P = \varepsilon c T^4$, где c — константа ($c = 5,7 \times 10^{-8} \text{ Вт} \cdot \text{м}^{-2} \text{ К}^{-4}$), а T — абсолютная температура. Поэтому коэффициент ошибки при измерении температуры, связанной с тем, что ε меньше единицы, равен $\varepsilon^{1/4}$.

В пирометрах используются два типа детекторов: тепловые и квантовые. *Тепловой детектор* или *поглощающий детектор* преобразует падающее излучение в повышение температуры. Затем это повышение температуры можно измерить одним из способов, описанных выше, например, с помощью терморезистора или используя термобатарю, то есть несколько соединённых последовательно термопар. Достоинством тепловых детекторов является постоянство чувствительности в широком диапазоне длин волн (см. рис. 3.18(б)). Однако у этих детекторов медленный отклик из-за относительно большой тепловой массы. Типичное значение времени готовности инструмента будет лежать между 1 и 10 секундами.

В пирометрах других типов используются *квантовые детекторы*, принцип действия которых основан на возбуждённых инфракрасным излучением

электронах материала. Они появляются только тогда, когда энергия кванта излучения E равна определенному пороговому значению E_0 или больше него. Это пороговое значение соответствует переходу электронов на более высокий энергетический уровень. Энергией, равной пороговому значению

$$E_0 = hf_0 = \frac{hc}{\lambda_0}$$

или превосходящей его, может обладать квант инфракрасного излучения, с частотой выше некоторой минимальной частоты f_0 или с длиной волны ниже некоторой максимальной величины λ_0 . На рис. 3.18(б) приведена абстрактная спектральная чувствительность квантового детектора такого типа. В качестве квантовых детекторов ближнего инфракрасного излучения используются фотодиоды, а для дальнего инфракрасного излучения применяются фоторезисторы. Квантовые детекторы имеют малое время отклика, но измеряют излучение только в ограниченном диапазоне длин волн.

Пирометры применяют для измерения очень высоких температур ($T > 1000$ К), когда не доступны другие способы. Их также используют для измерения температуры объектов, имеющих высокое тепловое сопротивление, таких как пластмассы, камни и т. д. Контактный термометр в этом случае вызвал бы большую тепловую нагрузку на объект измерения. Кроме того, пирометры применяют для измерения на расстоянии и при наблюдении быстрых изменений температуры.

Существует значительно больше, чем было описано, различных методов преобразования температуры в электрический сигнал. Один из них — (кварцевый) термометр с использованием кристалла, основанный на зависимости резонансной частоты пьезоэлектрического кристалла от температуры. Кристалл применяется для того, чтобы точно задать частоту колебаний генератора. Эту частоту можно определить методом подсчёта с очень малой погрешностью (порядка 0,01 К) и с очень высоким разрешением (порядка 10^4) в диапазоне температур от -80°C до 250°C . Эти замечательные характеристики реализуются благодаря очень точному разрезанию кристалла кварца относительно осей ориентации кристалла. Этот срез делается так, чтобы получить максимальную температурную чувствительность резонансной частоты при возможно лучшей стабильности. Для ещё большего повышения точности строится калибровочная кривая зависимости частоты от температуры, которая вводится в память прибора (в его ПЗУ).

3.2.3. Магнитоэлектрические датчики

Индукцию магнитного поля можно измерить датчиками, которые называются магнитометрами или датчиками магнитного поля.

Магнитная индукция B выражается в теслах (Тл). Иногда её называют также плотностью магнитного потока. Эквивалентной единицей является величина, равная веберу на квадратный метр, причём $1 \text{ Тл} = 1 \text{ Вб}/\text{м}^2$.

Иногда для измерения индукции B статического магнитного поля при-

меняют вращающуюся катушку (с площадью контура A , числом витков n и угловой частотой ω). Пусть катушка настолько мала, что индукция постоянна в пределах площади витка, и B_n — компонента индукции B , перпендикулярная оси вращения; тогда магнитный поток Φ через площадь, ограниченную витком, равен $\Phi = B_n A \sin \theta(t)$, где θ — мгновенное значение угла между плоскостью витка катушки и B_n . Считая, что $\theta(t) = \omega t$, получаем следующее выражение для индуцируемого переменного напряжения:

$$V = -n \frac{d\Phi}{dt} = -n B_n A \omega \cos \omega t.$$

Зная V можно определить B_n . Для *индукционных датчиков* всегда требуется изменяющийся магнитный поток. Очевидно, что изменяющийся магнитный поток может являться также результатом действия переменного магнитного поля на неподвижную катушку.

Другой тип магнитометра основан на влиянии магнитного поля на электрическое сопротивление материала. Уже в 1856 году У. Томсон (лорд Кельвин) обнаружил, что если тело, проводящее ток, подвергнуть действию магнитного поля, то его электрическое сопротивление изменяется. Этот эффект, получивший название *магниторезистивного*, был использован для реализации датчиков гораздо позже. Только когда американский физик Э.Г.Холл открыл так называемый эффект Холла, стало возможным дать объяснение этому явлению. Поскольку оба эффекта присутствуют исключительно в полупроводниках, они приобрели значение в измерительной аппаратуре только после развития полупроводниковой техники. Эффект Холла является результатом действия сил Лоренца на носители заряда в твёрдом теле. Если пластина из проводящего материала помещена в магнитное поле (как показано на рис. 3.19), то носители заряда будут отклоняться перпендикулярно направлению их движения и перпендикулярно вектору индукции \mathbf{B} магнитного поля. Сила Лоренца, действующая на заряд q , движущийся со скоростью \mathbf{v} , равна

$$\mathbf{F}_l = q(\mathbf{v} \times \mathbf{B}).$$

Из-за отклонения носителей заряда возникает поперечная составляющая градиента заряда, в результате чего появляется электрическое поле \mathbf{E} , направленное поперек пластины. Это поле будет воздействовать на носители заряда с силой \mathbf{F}_e , направленной в противоположном направлении, и равной, по определению,

$$\mathbf{F}_e = q\mathbf{E}.$$

В некоторый момент достигается равновесие между силой Лоренца и силой, обусловленной электрическим полем, так что $\mathbf{F}_e = \mathbf{F}_l$, поэтому

$$\mathbf{E} = \mathbf{v} \times \mathbf{B}.$$

Предполагая, что все носители заряда имеют приблизительно одну и ту же скорость v , получаем плотность тока J , равную nqv , где n — концентрация носителей заряда. Если, кроме того, мы предположим, что B перпендикулярно v , как показано на рис. 3.19, то $E = JB/nq$. Множитель $1/nq$ называется постоянной Холла и обычно обозначается R_H . При $I = bdJ$ и $V = Eb$ находим:

$$V = \frac{1}{nq} \frac{IB}{d} = R_H \frac{IB}{d}.$$

Для полупроводниковых материалов, в которых основными носителями заряда являются дырки (полупроводники p -типа), заряд q имеет положительный знак и выходное напряжение элемента — эдс Холла — будет иметь полярность, показанную на рис. 3.19. Если основными носителями заряда являются электроны (полупроводники n -типа), то полярность напряжения будет противоположной. Полупроводники имеют большую постоянную Холла, поскольку у них концентрация n носителей заряда много меньше, чем у металлов.

Предположение, что все носители заряда имеют одну и ту же скорость, не совсем корректно. Взаимодействие (столкновение) с посторонними атомами в кристаллической решетке (с атомами примеси), влияние дефектов кристаллической решетки (дислокаций) приводят к тому, что скорости носителей заряда оказываются распределенными вокруг среднего значения скорости. Поэтому постоянная Холла находится где-то между 0,8 и 1,2 от теоретического значения.

Эффект Гаусса или *магниторезистивный эффект* можно объяснить используя элемент Холла, показанный на рис. 3.19, если у него замкнуть коротко выводы, на которых в разомкнутом состоянии появляется напряжение. Это приводит к появлению тока, текущего через датчик между этими двумя выводами. Так как направление тока перпендикулярно направлению магнитной индукции B , эдс Холла развивается теперь между токовыми выводами элемента Холла. Эта эдс пропорциональна возбуждающему току I на рис. 3.19, что можно рассматривать как увеличение сопротивления между токовыми выводами.

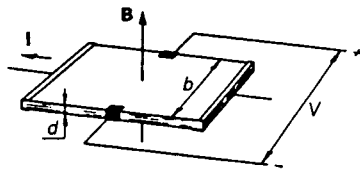


Рис. 3.19. Магнитометр на основе эффекта Холла. При указанных направлениях B и I , полярность напряжения V соответствует пластине из полупроводника p -типа.

Другой способ интерпретации последствий короткого замыкания элемента Холла состоит в следующем: противодействующее электрическое поле \mathbf{E} , которое препятствует отклонению носителей заряда магнитным полем внутри элемента (в направлении от одного вывода, где появляется эдс Холла, к другому), становится (приблизительно) равным нулю из-за внешнего короткого замыкания. Это приводит к значительно более сильному отклонению носителей заряда в элементе. Средняя длина пути носителей становится больше, что приводит к увеличению количества взаимодействий с кристаллической решеткой; сопротивление, измеренное между токовыми выводами элемента Холла, становится больше. Очевидно, что магнитосопротивление элемента Холла максимально при коротком замыкании. По существу, возможны два способа реализации эффективного короткого замыкания. Один из них предусматривает применение датчика в форме диска (диск Corbino), у которого один вывод размещается на периферии диска, а другим выводом является металлизированный центр диска (см. рис. 3.20). Другой способ состоит в создании электрической схемы, состоящей из большого числа последовательно соединенных элементов Холла с большим отношением длины к ширине. Как показано на рис. 3.20, каждый отдельный элемент создает напряжение, равное эдс Холла.

Как эффект Холла, так и магниторезистивный эффект являются *гальваномагнитными эффектами*. Общим у этих эффектов является то, что они проявляются в отношении носителей тока при наличии магнитного поля. Как мы видели выше, в основном, эти гальваномагнитные эффекты являются результатом действия сил Лоренца на носители заряда в магнитном поле.

Магниторезистивные датчики часто называют датчиками магнитных полей или датчиками Гаусса. Их недостатком является наличие температурной зависимости. Вот в качестве примера параметры датчика Гаусса, применяемого для измерения поля: материал InSb, NiSb, $R(0) = 50 \text{ Ом} \pm 20\%$ Температурный коэффициент $R(B)$ зависит от B : при $B = 0 \text{ Тл}$ он равен $-2 \times 10^{-3} \text{ К}^{-1}$, а при $B = 1 \text{ Тл}$ его величина равна $-6 \times 10^{-3} \text{ К}^{-1}$.

Элементы Холла часто применяются для измерения магнитных полей. На рис. 3.21(а) показано, что линейность зависимости $V = I(B)$ можно повысить, подключая резистор R , к выводам элемента Холла, на которых появля-

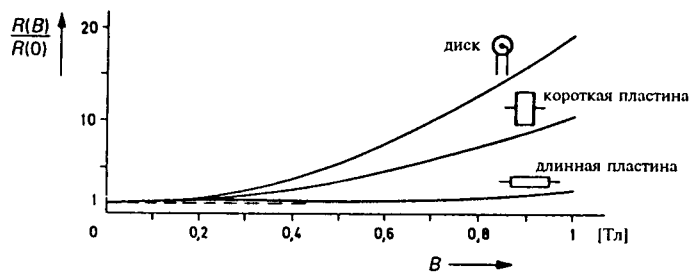


Рис. 3.20. Зависимость сопротивления $R(B)$ магниторезистивных датчиков различной формы от индукции B .

ется напряжение. Эта линейаризация возможна потому, что внутреннее сопротивление R_i источника эдс Холла зависит от величины индукции B , как показано на рис. 3.21(b). Это частично следует из эффекта Гаусса, являющегося результатом появления токопроводящих дорожек с каждой стороны от токовых выводов элемента Холла, из-за которых происходит короткое замыкание сторон элемента Холла.

Обычно в элементе Холла клеммы, на которых возникает напряжение, расположены не точно одна против другой. Это приводит к появлению ненулевого выходного напряжения даже в том случае, когда индукция B равна нулю. Величина этой ошибки смещения нуля, так называемой *омической ошибки смещения нуля*, пропорциональна значению тока I . Поэтому обычно ошибка нуля компенсируется напряжением, величина которого зависит от тока I . Если ток I равен нулю и элемент Холла помещен в переменное магнитное поле, то снова, как правило, выходное напряжение будет отлично от нуля. Переменное поле индуцирует эдс в контуре, образованном проводами, подключенными к клеммам элемента Холла, с которых снимается напряжение. Эта эдс называется *индуктивной ошибкой смещения нуля*. Путем скручивания проводов эту ошибку смещения нуля можно минимизировать.

Приведем в качестве примера параметры элемента Холла: материал InAs; чувствительность 60 мВ/Тл при заданном токе 100 мА; температурный коэффициент чувствительности -10^{-3} K^{-1} ; внутреннее сопротивление $R_i = 1,5 \text{ Ом}$ при $B = 0 \text{ Тл}$, сопротивление нагрузки R_l для обеспечения линейной характеристики $V(B)$ равно 6 Ом, нелинейность меньше 1% в диапазоне значений индукции B от 0 до 1 Тл.

Очевидно, что элемент Холла позволяет измерять статические магнитные поля без каких-либо движущихся или вращающихся деталей. Элемент Холла удобен также для высокочастотных измерений; у него широкий частотный диапазон (превышает несколько ГГц). К тому же, искажение магнитного поля, вызванное присутствием элемента Холла, очень мало. Кроме непосредственного измерения магнитных полей, элементы Холла часто применяются для измерения больших постоянных токов и в качестве токовых

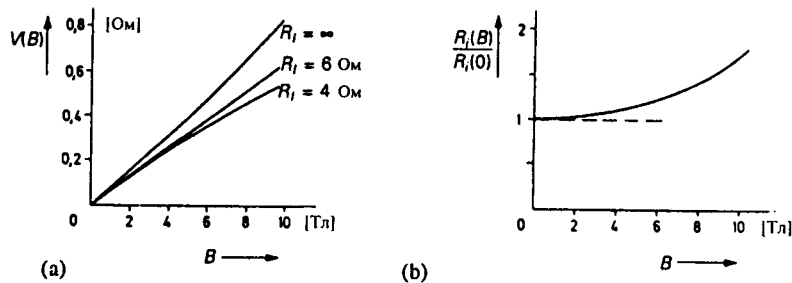


Рис. 3.21. (а) Линейаризация характеристики $V = V(B)$ с помощью резистора R_l , (б) Изменение внутреннего сопротивления R_i источника эдс Холла V в зависимости от индукции B .

пробников для осциллографов. Устройство для измерения постоянных токов в проводнике содержит охватывающий этот проводник ферромагнитное кольцо с двумя разрезами, в которые помещены элементы Холла (рис. 3.22). Выходные напряжения этих двух элементов суммируются, так чтобы устранить помехи от внешних магнитных полей. Эдс Холла, появляющиеся в результате действия внешней индукции B , равны по величине, но противоположны по знаку при условии, что чувствительность обоих элементов Холла равна. Поэтому описанный метод позволяет компенсировать любые эдс Холла, вызванные внешними мешающими полями.

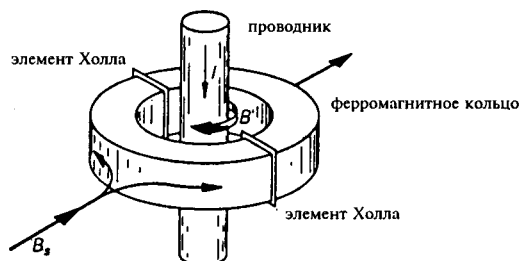


Рис. 3.22. Измерение больших постоянных токов.

3.3 Обработка сигнала

Обычно сигнал, полученный в результате измерения, должен быть подвергнут некоторой обработке, прежде чем он станет удобным для наблюдения, регистрации или управления. Этот параграф посвящен некоторым методам обработки сигнала, часто применяемым в измерительной аппаратуре. Мы будем различать *линейную обработку сигнала*, такую как ослабление, усиление, компенсация и т. д., и *нелинейную обработку сигнала*, такую как определение пикового значения, среднего или среднеквадратического значения величины сигнала. Кроме того, мы рассмотрим также *преобразование сигнала*, например, взятие выборки, аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование. Преобразование осуществляет отображение непрерывного по времени и амплитуде сигнала в сигнал дискретный по времени и/или амплитуде или *наоборот*. Сначала мы рассмотрим некоторые виды линейной обработки сигнала.

3.3.1 Атенюаторы

Атенюатор применяется в том случае, когда измеряемый сигнал слишком велик для непосредственного измерения. Эта операция не должна допускать искажения сигнала и связанной с этим потери измерительной информации.

Аттенюатор сдвигает входной динамический диапазон измерительной системы в сторону более высоких уровней сигнала. Аттенюатор можно реализовать в виде резисторной цепи (резистивный аттенюатор) за исключением случаев, когда приходится иметь дело с очень большими токами или высокими напряжениями и при этом рассеиваемая мощность становится слишком большой. В этом случае применяют *индуктивный* или *емкостной аттенюаторы*. Дополнительное требование, предъявляемое к таким аттенюаторам, работающим с большими токами и высокими напряжениями, состоит в том, что в этих измерительных устройствах должна осуществляться гальваническая развязка по отношению к объекту измерения (например, при выполнении измерений в высоковольтных силовых электрических кабелях). По этой причине наиболее распространенным видом индуктивных аттенюаторов являются трансформаторы. Теперь мы рассмотрим несколько типов ослабляющих цепей.

Входные аттенюаторы

Часто измеряемый сигнал проще всего ослабить непосредственно на входе измерительного прибора с использованием его входного импеданса Z_i . Если, например, сигнал поступает от источника напряжения, то его можно ослабить с помощью последовательного импеданса Z_s , включенного последовательно с входным импедансом. Если источником сигнала является генератор тока, то между входами включается параллельный или шунтирующий импеданс Z_p . Согласно рис. 3.23 коэффициент передачи напряжения β_n в схеме с последовательным импедансом равен

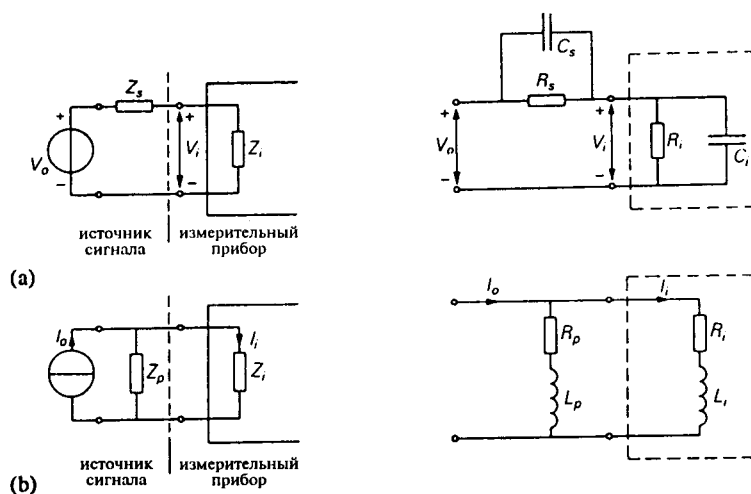


Рис. 3.23. (а) Ослабление сигнала от источника напряжения с помощью последовательного импеданса Z_s . (б) Ослабление сигнала от источника тока с помощью шунтирующего импеданса Z_p .

$$\beta_v = \frac{V_i}{V_o} = \frac{Z_i}{Z_i + Z_s}.$$

В случае ослабления токового сигнала с помощью шунтирующего импеданса Z_p коэффициент передачи тока равен

$$\beta_i = \frac{I_i}{I_o} = \frac{Z_p}{Z_p + Z_i}.$$

По определению, коэффициент ослабления равен величине, обратной коэффициенту передачи. При измерениях напряжения требуется большая величина $|Z_i|$ и поэтому значение R_i измерительной системы должно быть велико. Вследствие этого (паразитная) входная емкость C_i (включенная параллельно R_i) может значительно уменьшить $|Z_i|$, особенно на высоких частотах. Мы же хотим выполнить ослабление, которое не зависит от частоты входного сигнала. Достичь этого можно, шунтируя включаемое последовательно сопротивление R_s конденсатором C_s такой емкости, чтобы выполнялось равенство: $R_s C_s = R_i C_i$. Тогда коэффициент ослабления будет равен

$$\frac{1}{\beta_v} = \frac{R_i + R_s}{R_i}$$

и не будет зависеть от частоты. Включение конденсатора C_s называется *частотной коррекцией* аттенюатора. Такая коррекция применяется, например, в шупах с делителем напряжения для осциллографов.

Для измерения тока значение Z_i должно быть малым. При малой величине сопротивления R_i зависимость коэффициента ослабления от частоты является, главным образом, результатом присутствия паразитной индуктивности L_p , включенной последовательно с резистором R_i . Эту частотную зависимость можно устранить, включив последовательно с R_i такую индуктивность L_p , чтобы выполнялось равенство $L_p/R_p = L_i/R_i$. Теперь ослабление постоянно для всех частот и равно

$$\frac{1}{\beta_i} = \frac{R_i + R_p}{R_p}.$$

Шунтирующий резистор (со встроенной частотной коррекцией) применяется для расширения динамического диапазона приборов, предназначенных для измерения тока.

Метод ослабления сигнала с использованием входного импеданса измерительного прибора, является простым и дешевым. К его достоинствам относится то, что при ослаблении напряжений входной импеданс увеличивается, а при ослаблении токов он уменьшается, при этом снижается нагрузка на измеряемый объект измерения. Однако недостатком является не всегда точно известная величина входного импеданса Z_p , что приводит к уменьшению точности измерения. Кроме того, используя этот метод, трудно реали-

зовать большой коэффициент ослабления, поскольку это потребовало бы очень больших значений последовательного импеданса и очень малых значений параллельного импеданса. Поэтому для точного ослабления и сильного ослабления сигнала используются отдельные схемы аттенюаторов.

Делители напряжения

Аттенюатор, включенный между (низкоимпедансным) источником напряжения и высокоимпедансным входом прибора, обычно называется *делителем напряжения*. Выражения «низкий» и «высокий» импеданс следует рассматривать относительно входного и выходного импедансов схемы делителя напряжения. Если условия для импедансов не удовлетворены, то появится ошибка, которая может быть больше, чем неточность самого делителя напряжения.

На рис. 3.24 показан простой *потенциометр*, используемый в качестве делителя напряжения. Если потенциометр не нагружен, то коэффициент передачи напряжения β , равен θ . Если однако, выход нагружен, то коэффициент передачи β , уже не будет линейной функцией положения подвижного контакта. Когда требуется установить точное значение коэффициента ослабления, потенциометр обычно не годится, поскольку резистивная пленка или высокоомный провод потенциометра значительно изнашиваются в течение срока службы потенциометра. В качестве примера приведем параметры проволочного десятиоборотного потенциометра: диапазон изменения сопротивления от 100 Ом до 100 кОм, нелинейность 10^{-3} (без нагрузки), разрешение $10^3 - 10^4$.

Для точного регулируемого деления напряжения применяются несколько резисторных декад с пошаговым переключением. Если сопротивление резисторов увеличивается с коэффициентом 10, то аттенюатор называют *декадной резисторной сборкой* (см. рис. 3.24(b)). Самое слабое место таких резисторных сборок связано с переключателями. Их контактное сопротивление

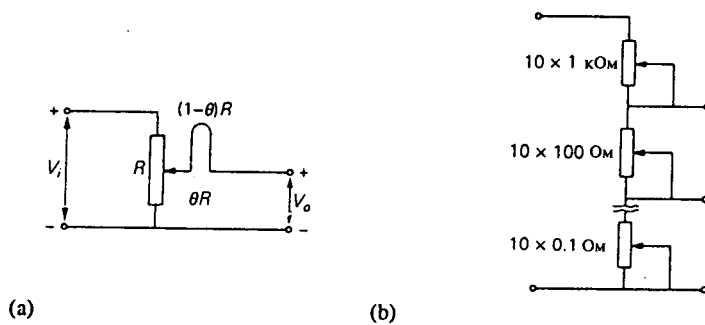


Рис. 3.24. (а) Применение потенциометра в качестве делителя напряжения. (б) Резисторная декада с пошаговым переключением в качестве делителя напряжения.

ние должно быть очень малым, особенно в нижних декадах. Следует также минимизировать термоэдс контактов. Разрешение такого делителя зависит от используемого числа декад n и равно 10^n . В резисторной сборке легко достигается погрешность $10^{-4} - 10^{-5}$.

Недостатком резисторных сборок является непостоянство входного импеданса, и по этой причине более предпочтительны другие типы делителей напряжения. Один из них, делитель напряжения Кельвина-Варлея, в качестве примера приведен на рис. 3.25. Последняя декада представляет собой делитель, имеющий десять ступеней по 0,8 Ом. Полное сопротивление этой декады 8 Ом подключено параллельно двум резисторам по 4 Ома из предыдущей декады. Эта предпоследняя декада содержит одиннадцать резисторов по 4 Ома. Между ее выходными клеммами всегда включены два из этих резисторов. Поэтому число переключений в этой декаде также равно десяти, а ее входное сопротивление равно не 11×4 Ом, а 10×4 Ом, из-за того, что два из резисторов постоянно шунтируются входным сопротивлением последнего звена. Входное сопротивление второй декады равно 200 Ом, а первой — 1 кОм. Таким образом, входное сопротивление не зависит от установленного коэффициента деления напряжения. Другим достоинством делителя напряжения Кельвина-Варлея является то, что ток в каждой последующей декаде уменьшается вдвое, а это значит, что даже в последней декаде можно использовать резисторы с относительно высокими сопротивлениями, уменьшая тем самым влияние сопротивления переключателя.

Характеристические аттенюаторы

В высокочастотных или широкополосных измерительных системах, рассчитанных на работу с определенным характеристическим сопротивлением (для устранения отражений или стоячих волн в линии передачи), следует применять *характеристические аттенюаторы*. Этот тип аттенюатора обеспечивает требуемое ослабление только в том случае, когда применяется совместно с точно определенным (характеристическим) сопротивлением нагрузки. Поэтому источник, сигнал которого подается на вход аттенюатора, должен иметь конкретное выходное сопротивление. Сопротивление нагрузки, подключенное к аттенюатору, также должно быть вполне определенным (часто тем же самым). Простой реализацией такого характеристического аттенюа-

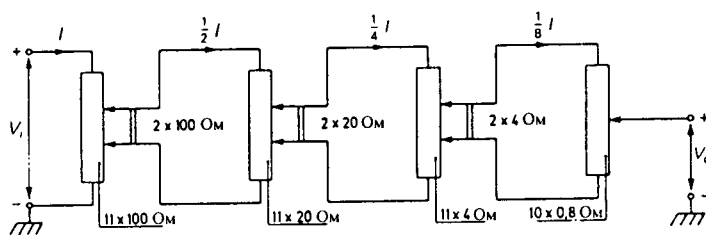


Рис. 3.25. Делитель напряжения Кельвина-Варлея.

тора является каскадное соединение нескольких Т-образных звеньев. На рис. 3.26 показано одно Т-образное звено такого аттенюатора. Обычно в этих случаях $R_v = R_c$ и $R_l = R_c$, где R_v — сопротивление источника, R_l — сопротивление нагрузки, а R_c — характеристическое сопротивление. Поэтому входное сопротивление Т-образного звена R_i должно быть равно R_c , когда к его выходу подключена нагрузка, и выходное сопротивление звена R_o должно равняться R_c , когда на его входе включен источник с выходным сопротивлением $R_s = R_c$. Из условий $R_i = R_c$ и $R_o = R_c$ следует, что $R_1 = R_2 = R_s$ и $R_3 = R_p$ (см. рис. 3.26(b)). Теперь можно найти соотношение между R_s и R_p :

$$R_i = R_c = R_s + \frac{(R_s + R_c)R_p}{R_s + R_c + R_p};$$

таким образом, $R_c^2 = R_s^2 + 2R_sR_p$.

Коэффициент передачи напряжения β_v равен

$$\beta_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R'}{R_s + R'} \frac{R_c}{R_s + R_c}.$$

При $R' = R_p \parallel (R_s + R_c)$ и $R_p = (R_c^2 - R_s^2)/2R_s$ получаем:

$$\beta_v = \frac{R_c - R_s}{R_c + R_s}.$$

Ослабление характеристического аттенюатора чаще всего выражается в децибелах (дБ) (см. Приложение А.3). Выраженный в децибелах, коэффициент ослабления α имеет вид:

$$\alpha = 10 \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_2} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{V_i}{V_o} \right),$$

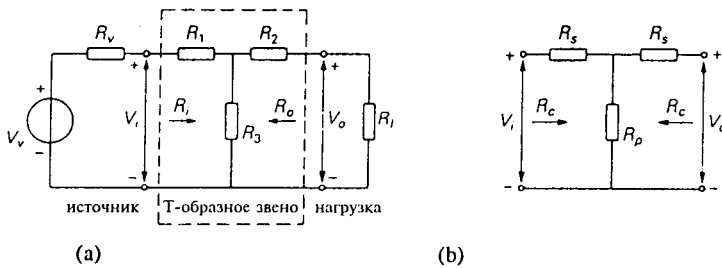


Рис. 3.26. (а) Характеристический аттенюатор, состоящий из одного Т-образного звена. (б) Симметричное Т-образное звено. R_c — характеристическое сопротивление.

поскольку $R_v = R_i = R_c = R_o = R_l$. Итак, получаем:

$$\alpha = -20 \log_{10}(\beta_v) \text{ [дБ]}.$$

Достоинство характеристических аттенюаторов состоит в том, что их звенья можно включать непосредственно одно за другим. Полный коэффициент передачи β_v равен *произведению* коэффициентов передачи отдельных звеньев. Если ослабление выражено в децибелах, то полное ослабление равно *сумме* коэффициентов ослабления отдельных звеньев. Поэтому

$$\beta_{iv} = \prod_{i=1}^n \beta_{iv} \text{ и } \alpha_t = \sum_{i=1}^n \alpha_i,$$

где β_{iv} — полный коэффициент передачи напряжения, а α_i — коэффициент ослабления (в дБ) составного характеристического аттенюатора, состоящего из n характеристических звеньев.

В качестве примера приведем параметры характеристического аттенюатора, из трех симметричных Т-образных звеньев: $n = 3$, $R_c = 60 \text{ Ом}$, $\beta_{iv} = 1/8$ или $\alpha_t = 18 \text{ дБ}$. Таким образом, для одного звена $\beta_v = 1/2$ и $\alpha = 6 \text{ дБ}$, так что $R_s = 20 \text{ Ом}$, а $R_p = 80 \text{ Ом}$. Характеристические аттенюаторы можно также собирать не из Т-образных звеньев, а из π - или Н-образных звеньев (см. рис. 3.27).

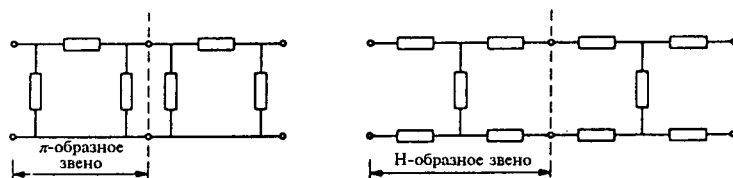


Рис. 3.27. Характеристические аттенюаторы, состоящие из π - и Н-образных звеньев.

Измерительные трансформаторы

Для ослабления высоких напряжений и больших токов обычно применяют трансформаторы, поскольку рассеяние мощности резистивными аттенюаторами стало бы чрезмерно большим. Из соображений безопасности предпочтение отдают обычно трансформаторным аттенюаторам, а не индуктивным или емкостным аттенюаторам, так как трансформатор обеспечивает изоляцию между измеряемым объектом и прибором. Измерительные трансформаторы часто применяют не только для измерений в силовых цепях. Например, с помощью трансформаторов часто подают возбуждающее воздействие на «плавающие» мостовые схемы, осуществляют согласование по шуму с низкоимпедансными источниками, с их помощью удается избежать конту-

ров заземления. Кроме того, трансформаторы можно найти в токовых щупах осциллографов, в мультиметрах и во многих других измерительных приборах. В дальнейшем мы ограничимся применением измерительных трансформаторов в силовых цепях.

Рассмотрим сначала идеальный трансформатор (см. рис. 3.28(a)). Действие такого трансформатора выражается следующими соотношениями:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{n_2}{n_1} = n,$$

$$\frac{I_2}{I_1} = -\frac{n_1}{n_2} = -\frac{1}{n}.$$

Для идеального трансформатора отношение числа витков n полностью определяет как коэффициент передачи напряжения, так и коэффициент передачи тока. Фаза напряжения не изменяется, а фаза тока изменяется на 180° . Хотя, в действительности, это справедливо только отчасти. Отклонение от идеального поведения характеризуется ошибкой значения коэффициента передачи ε и фазовой ошибкой θ .

Ошибка коэффициента передачи напряжения ε_v , по определению, равна:

$$\varepsilon_v = \frac{V_2/n - V_1}{V_1},$$

а ошибка коэффициента передачи тока ε_i —

$$\varepsilon_i = \frac{nI_2 + I_1}{I_1},$$

так как $I_1 \approx -nI_2$.

Фазовая ошибка θ_v равна разности фаз между входным и выходным напряжениями. Фазовая ошибка θ_i при передаче тока равна отклонению разности фаз токов от 180° . Полярность напряжения и направление тока определены так, как показано на рис. 3.28(a). Ошибки коэффициента передачи и фазы вызваны различными паразитными эффектами. Поэтому для того, чтобы

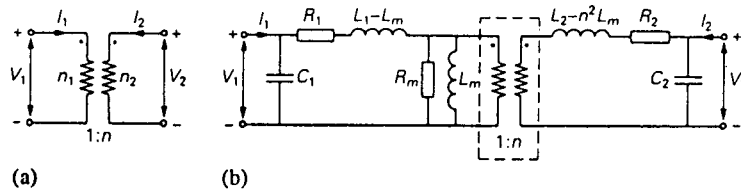


Рис. 3.28. (a) Идеальный трансформатор. (b) Более реалистичский электрический эквивалент трансформатора.

получить электрический эквивалент реального измерительного трансформатора, нам необходимо к идеальной модели трансформатора добавить несколько дополнительных импедансов (см. рис. 3.28(b)).

В этой эквивалентной схеме L_1 — индуктивность первичной обмотки, а L_2 — индуктивность вторичной обмотки. Ток намагничивания, создающий магнитный поток в сердечнике, течет через индуктивность L_m , равную $L_m = M/n$, где $M = k\sqrt{L_1L_2}$. Коэффициент связи k определяет долю магнитного потока, создаваемого первичной обмоткой, которая охватывается вторичной обмоткой. Если $k = 1$, то обе индуктивности $L_1 - L_m$ и $L_2 - n^2L_m$ становятся равными нулю. Эти индуктивности отражают факт потери части магнитного потока вследствие рассеяния (индуктивности рассеяния). Резисторы R_1 и R_2 представляют собой сопротивления первичной и вторичной обмоток (потери в меди), а резистор R_m характеризует потери в сердечнике трансформатора (потери в железе или другом материале сердечника). Наконец, конденсаторы C_1 и C_2 определяют полную емкость обмоток. Обычно емкостями C_1 и C_2 можно пренебречь. Однако на высоких частотах в цепи, содержащей емкость C_2 и индуктивность $L_2 - n^2L_m$, может возникнуть резонанс, и это приведет к появлению резонансного пика в частотной характеристике трансформатора. Этот высокочастотный пик иногда называют резонансным пиком рассеяния (пиком, вызванным индуктивностью рассеяния).

Величины импедансов, приведенных на рис. 3.28(b), определяются назначением и конструкцией трансформатора, а также природой ферромагнитного материала сердечника. Расчет трансформатора можно оптимизировать с целью получения минимальной ошибки коэффициента передачи тока и фазовой ошибки тока для токового трансформатора или с целью минимизации ошибки коэффициента передачи напряжения и фазовой ошибки напряжения для трансформатора напряжения. Ошибки проявляются во вторичной обмотке трансформатора напряжения лишь в том случае, когда трансформатор нагружен. Они вызваны наличием R_2 и $L_2 - n^2L_m$. Ошибки в первичной обмотке обусловлены током нагрузки, пересчитанным во входную цепь, и током намагничивания (из-за L_m и R_m). Ток намагничивания минимизируют применяя для магнитного сердечника материал с высоким μ_t , и не допуская в сердечнике воздушных зазоров. Чем меньше максимально допустимая индуктивность, тем большим будет R_m . Трансформатор наматывается так, чтобы обеспечить минимальное рассеяние, например, вторичная обмотка наматывается на тороидальном сердечнике поверх первичной. Это позволяет уменьшить обе индуктивности рассеяния $L_1 - L_m$ и $L_2 - n^2L_m$.

В трансформаторе напряжения никогда не допустимо короткое замыкание; это привело бы к катастрофической плотности токов и перегреву.

У трансформатора тока в первичной обмотке бывает всего несколько витков (в случае больших токов — всего один виток). Поскольку трансформатор тока представляет собой почти короткозамкнутую цепь, напряжения на первичной или вторичной обмотках никогда не превосходят нескольких вольт. Трансформатор питается от источника тока (осуществляется управление током). Импедансы R_1 и $L_1 - L_m$ слабо влияют на коэффициент передачи. Однако сопротивление и индуктивность рассеяния вторичной обмотки должны оставаться малыми, что достигается применением толстой проволоки

и хорошей связью между первичной и вторичной обмотками. Если вторичную обмотку оставить ненагруженной, то резко увеличится напряжение, приложенное к L_m , а вместе с ним и степень насыщения магнитной цепи. Потери из-за гистерезиса увеличатся, трансформатор станет очень горячим и, в конце концов, разрушится. Причиной повреждения может быть также пробой изоляции между витками из-за внезапного увеличения напряжения на первичной обмотке. Поэтому трансформатор тока должен всегда работать в режиме короткого замыкания (или в близком к нему режиме). При измерениях тока и напряжения с помощью трансформаторов важны только ошибки ε коэффициентов трансформации. Однако при измерениях мощности следует принять во внимание не только ошибку коэффициента передачи ε , но и фазовую ошибку θ , поскольку мощность равна $P = VI \cos \phi$, где ϕ — угол между V и I .

Трансформаторы классифицируются в соответствии с их погрешностями. К классу 0,1 относятся трансформаторы, имеющие ошибку коэффициента передачи менее $\pm 0,1\%$ и фазовую ошибку меньше ± 5 минут при импедансе нагрузки со значением $\cos \phi$, лежащим между 1 и 0,8. Класс 1 имеет ошибку коэффициента трансформации меньше $\pm 1\%$ и ошибку фазы меньше 60 минут при тех же условиях.

Имеются трансформаторы напряжения на напряжения от 1 кВ до 500 кВ. Выходное напряжение стандартизовано: его номинальное значение 100 В и $100\sqrt{3}$ В. Трансформаторы тока выпускаются для работы с токами от 1 А до 50000 А. Выходной ток стандартизован и равен 1 А и 5 А.

3.3.2 Схемы компенсаторов

Компенсатор является измерительной схемой, в которой используется метод компенсации. Основное достоинство компенсатора состоит в том, что с его помощью можно проводить измерения, *не нагружая* объект измерения, с высокой *точностью*. В настоящее время схемы компенсации не так уж часто находят применение. Благодаря современной электронике мы имеем теперь цифровые приборы для измерения напряжения и тока, которые позволяют выполнять измерения намного легче и чрезвычайно точно. В некоторых из этих приборов внутри также используется *метод компенсации*. Метод компенсации все же и сегодня применяется в ряде приложений (например, при управлении пером графопостроителя и в других сервосистемах). Эти системы могут быть сконструированы так, что они компенсируют измеренную величину без вмешательства человека-оператора: происходит *автоматическая компенсация*.

Сначала, тем не менее, мы рассмотрим измерительные системы, в которых неизвестная величина компенсируется человеком-наблюдателем, то есть осуществляется *неавтоматическая компенсация*, как это показано на рис. 3.29. Очевидно, что можно компенсировать как V -величины, так и I -величины. На рис. 3.29(а) индикатор нуля ΔV используется для установки вспомогательного источника напряжения V_a так, чтобы $\Delta V = 0$. В этом нулевом состоянии I -величина становится равной нулю, так что не может быть никакого

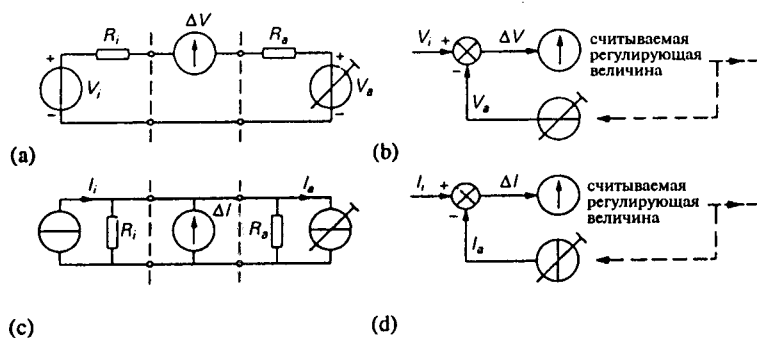


Рис. 3.29. Неавтоматическая компенсация. (а) Компенсация V -величины. (б) Структурная схема при компенсации V -величины. (с) Компенсация I -величины. (д). Структурная схема при компенсации I -величины.

обмена энергией между V_i и V_a . (Конечно, здесь мы применяем символ обобщенной V -величины.) Установленное значение V_a равно значению V_i . Поскольку это установленное значение известно, то известна также измеренная величина. На рис. 3.29(б) показана структурная схема этой процедуры. Вспомогательная величина V_a вычитается из входной величины V_i , и считывается отклонение от желаемой ситуации, когда $\Delta V = 0$. Считанная величина используется для корректировки V_a до тех пор, пока не будет достигнуто условие $\Delta V \approx 0$. Выходная величина (результат измерения) равна установленной величине V_a , когда достигнуто нулевое состояние.

На рис. 3.29(с) показано, как можно компенсировать I -величину. Здесь нулевое состояние достигается при $\Delta I = 0$. В этом случае значение I -величины на клеммах нуль-индикатора равно нулю и, следовательно, токи через R_i и R_a тоже равны нулю. Таким образом, в нулевом состоянии $I_i = I_a$. Снова выходной величиной является установленное значение I_a . Сравнивая рис. 3.29(б) и 3.29(д) видим, что структурные схемы для сигналов идентичны.

Автоматическая компенсация, то есть компенсация без вмешательства человека, показана на рис. 3.30. Символы $V_i, \Delta V, V_a$ и $I_i, \Delta I, I_a$ соответствуют аналогичным символам на рис. 3.29. В качестве примера компенсации V -величины приведена схема с усилителем напряжения. Предполагая, что коэффициент усиления A усилителя очень велик, получим, что нулевое состояние будет достигаться автоматически при $\Delta V \approx 0$, и тогда $V_i = V_a$. Так как $V_a = V_o R_1 / (R_1 + R_2)$, коэффициент усиления напряжения равен $V_o / V_i = (R_1 + R_2) / R_1$. На рис. 3.30(б) изображена блок-схема такой автоматической компенсации.

На рис. 3.30(с) в качестве примера автоматической компенсации I -величины показана схема усилителя «ток-напряжение» (часто неправильно называемого усилителем тока). В предположении крайне больших значений входного сопротивления R_i и коэффициента усиления A даже малая разность токов ΔI вызвала бы большое напряжение на входе усилителя, кото-

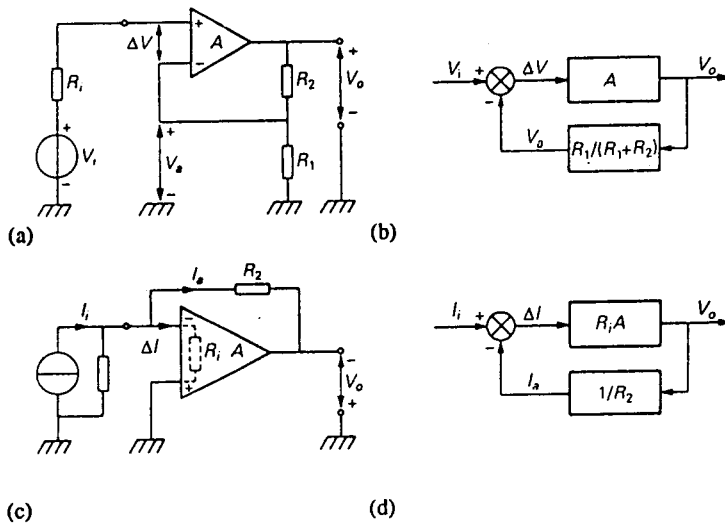


Рис. 3.30. Автоматическая компенсация. (а) Компенсация V -величины V_i и (б) соответствующая блок-схема. (с) Компенсация I -величины I_i и (д) соответствующая блок-схема.

рое после усиления появилось бы на выходе, имея еще большую величину. Поскольку величина V_o ограничена напряжением источника питания, входное напряжение и разностный ток ΔI будут очень малыми, то есть будет выполняться приближенное равенство $I_o \approx I_i$. Компенсирующий ток, создаваемый выходным напряжением, имеющимся на резисторе R_2 , равен $I_o = V_o/R_2$. При указанных на рис. 3.30(с) полярности напряжения V_o и направлении тока I_i коэффициент передачи равен R_2 . Соответствующая блок-схема усилителя, приведенная на рис. 3.30(д), подобна блок-схеме на рис. 3.30(б). В обоих случаях компенсация входной величины выполнена с применением *отрицательной обратной связи*. В структурных схемах на рис. 3.29(б) и 3.29(д) также можно увидеть петлю обратной связи, правда там частью прямой ветви является человек-наблюдатель. В случае автоматической компенсации человек-наблюдатель/оператор заменен системой с очень большим коэффициентом петлевого усиления. *Обратную связь* можно считать разновидностью *непрерывной автоматической компенсации*. Здесь компенсация осуществляется не однократно или в отдельные моменты времени, а происходит непрерывно.

3.3.3. Измерительные мосты

При обсуждении методов измерения в главе 2.2 мы видели, что мостовой метод часто применяется для измерения или сравнения импедансов. Эти импедансы могут быть также обобщенными или неэлектрическими. Пример

механической мостовой системы приведен на рис. 3.31. Массы m и m' подвешены на двух демпфированных пружинах. Бруску, на котором закреплены пружины, придается скорость V . Разность между скоростями масс V_d измеряется индуктивным датчиком скорости (см. раздел 3.2.1). Массой этого датчика можно пренебречь. Эквивалентная схема, приведенная на рис. 3.31(b), показывает, что эта конструкция состоит из двух систем «пружина с грузом», подстраиваемых одна под другую (как это делается, например, при регулировке подвески в автомобиле).

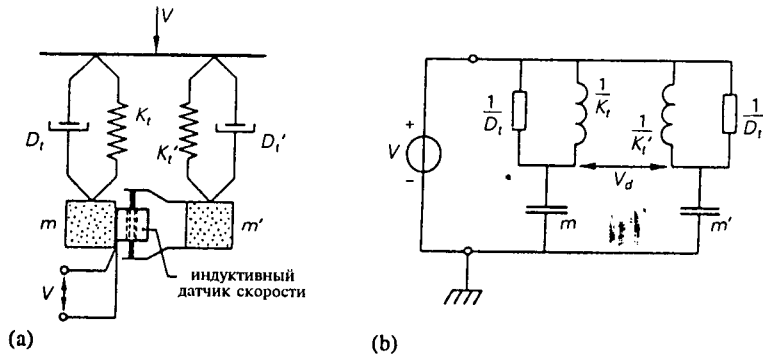


Рис. 3.31. (a) Механическая мостовая конструкция. Разность скоростей масс m и m' преобразуется в электрический выходной сигнал моста. (b) Эквивалентная схема моста, изображенного на рис. (a). V - скорость на входе моста.

Другим примером является конструкция теплового моста, показанная на рис. 3.32. Области, заполненные точками, обладают тепловым импедансом, равным $Z = \Delta T / I_h$, где I_h — тепловой поток через образец. К сожалению, тепловой поток довольно трудно измерять, поскольку трудно непосредственно измерить Z , следуя приведенному определению. Поэтому неизвестный тепловой импеданс Z_1 в конструкции на рис. 3.32 сравнивается с тремя известными тепловыми импедансами Z_2 , Z_3 и Z_4 . Если к мосту прикладывается синусоидальное воздействие ΔT и разность температур (измеренная термопарой) равна нулю, то Z_1 можно представить в виде функции от Z_2 , Z_3 , Z_4 и частоты возбуждения.

В общем случае измерение импедансов основано на применении мостовой схемы с тремя известными и одним неизвестным импедансом. Один или более из известных импедансов регулируемые. На рис. 3.33 показано, что мостовую схему можно рассматривать как четырехполюсник. Входное напряжение V_i равно напряжению источника питания, а выходное напряжение — напряжению на детекторе. Если внутренний импеданс источника питания пренебрежимо мал по сравнению с $(Z_1 + Z_4) \parallel (Z_2 + Z_3)$, а импеданс нуль-детектора много больше, чем $(Z_1 \parallel Z_4) + (Z_2 \parallel Z_3)$, то легко найти выражение для коэффициента передачи схемы. Напряжение на детекторе рав-

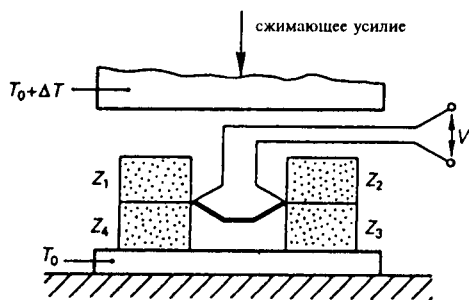


Рис. 3.32. Конструкция теплового моста. T_0 - температура окружающей среды, ΔT - температура возбуждения моста.

но

$$V_d = V_s \left(\frac{Z_3}{Z_2 + Z_3} - \frac{Z_4}{Z_1 + Z_4} \right).$$

Мост сбалансирован, когда коэффициент передачи равен нулю (*состояние баланса или нулевое состояние*), то есть при условии:

$$\frac{Z_3}{Z_2 + Z_3} - \frac{Z_4}{Z_1 + Z_4} = 0.$$

Поэтому нулевое состояние достигается при

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4.$$

Видно, что нулевое условие не зависит от напряжения возбуждения моста V_s . Оно также никак не связано с импедансом возбуждающего мост источника или импедансом детектора. Тот факт, что импеданс моста не оказывает влияния, является результатом баланса моста, когда напряжение на детекторе равно нулю. Результат, состоящий в том, что нулевое состояние не зависит от импеданса источника, можно объяснить тем, что наличие конечного импеданса источника только уменьшит напряжение на входе моста V_p , поскольку напряжение источника поделится между импедансом источника и входным импедансом моста.

Важным параметром моста для измерения импедансов является его *чувствительность*. Чувствительность моста определяется величиной напряжения на нуль-детекторе или величиной тока, протекающего через него, при небольшом отклонении от состояния баланса. Тогда в предположении, что мост балансируется с помощью регулируемого импеданса Z_1 (рис. 3.33), дифференциальную чувствительность S_{diff} для напряжения детектора V_d можно

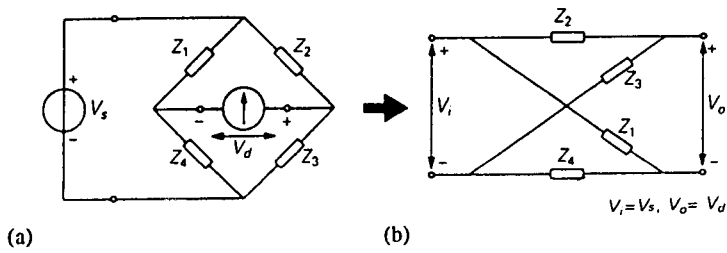


Рис. 3.33. Схематическое представление измерительного моста как четырехполюсника.

записать в виде:

$$S_{\text{diff}} = \frac{dV_d}{dZ_1} = V_s \frac{Z_4}{(Z_1 + Z_4)^2}.$$

Так как абсолютная величина Z_1 может отличаться от моста к мосту, нас больше интересует чувствительность напряжения V_d к относительному изменению dZ_1 / Z_1 этого импеданса Z_1 . В этом случае получаем:

$$S_B = \frac{dV_d}{dZ_1/Z_1} = \frac{dV_d}{dZ_1} Z_1 = V_s \frac{Z_1 Z_4}{(Z_1 + Z_4)^2}.$$

Если мы теперь введем *параметр моста* $F (= Z_2/Z_3)$ с учетом, конечно, того, что при балансе моста $F = Z_1/Z_4$, то чувствительность S_B примет вид:

$$S_B = V_s \frac{F}{(1 + F)^2}.$$

У мостов, предназначенных для измерения импедансов, параметр моста F обычно бывает комплексной величиной. На рис. 3.34 чувствительность моста S_B изображена как функция от F . Если F положительная и действительная величина, то $|S_B|$ имеет максимум при $F = 1$, равный $V_s/4$. Чувствительность моста Уитстона, например, максимальна, если сопротивления пары резисторов, расположенных на схеме моста выше нуль-детектора, и сопротивления пары резисторов, находящихся ниже нуль-детектора, одинаковы (попарное соответствие). Чувствительность моста имеет полюс при $F = -1$.

Часто чувствительность моста можно увеличить, поменяв местами детектор и источник напряжения, возбуждающий мост. Вообще говоря, детектор следует включать между точкой, в которой соединены два элемента с наибольшим импедансом, и точкой, в которой соединены элементы, имеющие минимальные импедансы. Источник возбуждающего напряжения включается тогда между двумя оставшимися точками.

Очевидно, что чувствительность напряжения моста падает с уменьшени-

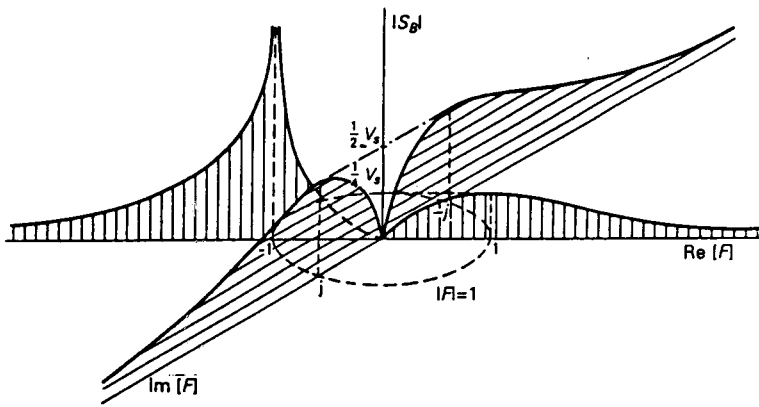


Рис. 3.34. Зависимость абсолютного значения чувствительности моста $|S_B|$ от комплексного параметра моста F .

ем внутреннего сопротивления нуль-детектора, поскольку мост при этом нагружается в большей степени.

Ясно также, что чувствительность моста можно увеличить, повышая напряжение питания V_s . Величина V_s ограничена только максимально допустимым рассеянием мощности в элементах моста (а также максимальной температурой элементов, которая еще не оказывает слишком сильного влияния на их импедансы).

Если импедансы моста комплексны, то есть при

$$Z_i = |Z_i|e^{j\phi_i} \quad (i = 1, 2, 3, 4),$$

условие баланса

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4$$

представляется в виде двух соотношений: условия баланса амплитуд

$$|Z_1||Z_3| = |Z_2||Z_4|$$

и условия баланса фаз

$$\phi_1 + \phi_3 = \phi_2 + \phi_4.$$

Условие баланса фаз сразу показывает, можно ли мост, действительно,

сбалансировать или нет. Например, индуктивность можно измерить, только применяя одну или больше других индуктивностей или конденсаторов, и невозможно измерить используя только резисторы. В общем случае мы должны осуществить регулировку двух элементов моста так, чтобы удовлетворить как условие баланса амплитуд, так и условие баланса фаз. Если все элементы моста являются идеальными резисторами, конденсаторами или катушками индуктивности, то комплексное условие баланса сводится только к амплитудному соотношению. Например, для моста Уитстона, предназначенного для измерения сопротивлений, остается только условие баланса амплитуд: $R_1 R_3 = R_2 R_4$. Только один из этих элементов должен быть подстраиваемым.

Точность измерения с помощью моста определяется почти исключительно точностью, с которой известны импедансы, входящие в состав моста, поскольку неизвестный импеданс выражается через три других импеданса. Для повышения точности изменяемые импедансы часто перестраиваются только дискретно.

Чтобы достичь требуемой точности, разрешение, с которым перестраиваются элементы моста, должно быть очень высоким. Кроме того, нуль-детектор должен быть достаточно чувствительным, чтобы быть способным обнаружить изменение в элементе моста при его перестройке на наименьший шаг.

Точность может также значительно пострадать из-за паразитных импедансов, связанных непосредственно с элементами моста или с другими компонентами схемы. *Паразитные импедансы схемы* являются результатом паразитной связи как между элементами, входящими в состав моста, так и между элементами моста и землей. Эти импедансы можно обнаружить, а затем устранить, правильно заземляя и экранируя мост. Паразитные импедансы вызваны неидеальностью элементов моста, например, наличием сопротивления потерь, индуктивности выводов и т. д. Величина этих импедансов в основном определяется конструкцией элементов моста.

На рис. 3.35 в качестве примера изображено так называемое *заземление Вагнера*, позволяющее избежать влияния паразитных импедансов схемы. Мост, содержащий компоненты Z_1 , Z_2 , Z_3 и Z_4 , обладает паразитными емкостями на землю, которые обозначены как емкости выводов C_A , C_B , C_C и C_D . Эти паразитные емкости влияют на баланс моста. Их влияние можно устранить, заземляя мостовую схему в точке соединения двух дополнительных импедансов Z_5 и Z_6 . Сначала мы с помощью Z_1 балансируем мост, состоящий из Z_1 , Z_2 , Z_3 и Z_4 , затем переводим ключ S в другое положение и снова балансируем мост, который теперь состоит из элементов Z_2 , Z_3 , Z_5 и Z_6 , на этот раз — с помощью элемента Z_5 . Этот процесс повторяется несколько раз до тех пор, пока оба моста не будут полностью сбалансированы. Когда это достигнуто, напряжение на конденсаторах C_B и C_D по отношению к земле равно нулю. Конденсаторы C_A и C_C включены параллельно с Z_6 и Z_5 и поэтому не оказывают влияния на условие баланса моста, состоящего из элементов Z_1 , Z_2 , Z_3 и Z_4 .

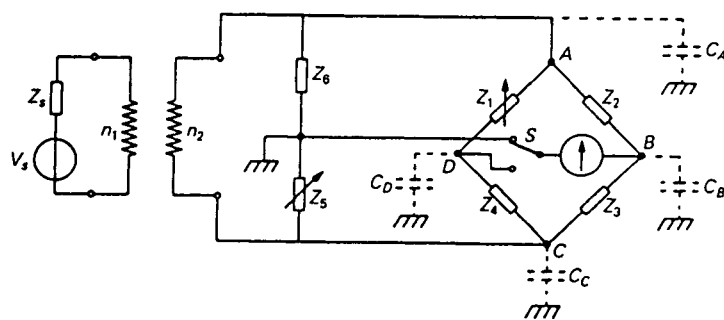


Рис. 3.35. Схема моста с заземлением Вагнера.

3.3.4 Измерительные усилители

Если измерительный сигнал слишком мал, то сначала его обычно усиливают. Усиление сигнала с высокой точностью, при низком уровне шума и малых искажениях выполняется с помощью *измерительных усилителей*. Это особый тип усилителей, у которых, как правило, коэффициент усиления точно определен и его можно регулировать. Помимо повышения чувствительности измерений, измерительный усилитель, кроме того, изолирует объект измерения от нагружающего действия со стороны измерительной системы. Измерительный усилитель позволяет увеличивать мощность измеряемого сигнала до тех пор, пока сохраняется содержащаяся в сигнале информация. Поэтому энергию, отбираемую у объекта измерения, можно значительно уменьшить. Чтобы избежать влияния на объект измерения, при измерении напряжения входной импеданс измерительного усилителя должен быть большим, а при измерении тока — малым. Как мы уже видели в разделе 3.3.2, применяя схемы компенсации, можно сравнивать одну физическую величину с другой, имеющей ту же самую физическую размерность, не нагружая объект измерения. На рис. 3.36 еще раз показано, как это можно выполнять автоматически и непрерывно во времени. Измеряемой является входная величина V_r , величина V_o является задаваемой или выходной величиной. Значение этой величины устанавливается таким, чтобы минимизировать ошибку $V_e = V_i - V_r$ и тогда $V_r \approx V_i$. В общем случае V_r не будет равняться V_o ; связь между V_o и V_r определяется коэффициентом передачи β схемы формирования опорного напряжения. Поэтому точность, с какой значение V_o может служить мерой величины V_r , зависит от точности задания величины β и от того, насколько хорошо входная величина компенсируется напряжением V_r . Компенсация никогда не будет полной. При автоматической компенсации ошибки связаны с конечной величиной $A_0\beta$, всегда должен оставаться ненулевой сигнал V_e на входе усилителя с коэффициентом усиления A_0 , чтобы получить выходной сигнал V_o .

Высокая точность достигается при большом коэффициенте усиления A_0 в прямой ветви и точностью задания коэффициента обратной связи β . Это

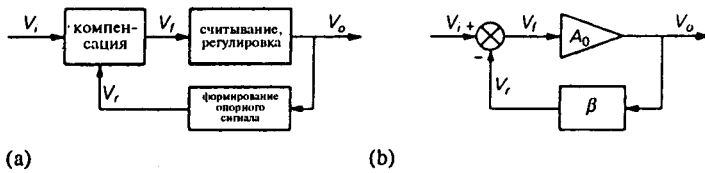


Рис. 3.36. (а) Непрерывная компенсация. (б) Непрерывная компенсация, осуществляемая за счет отрицательной обратной связи.

утверждение, очевидно, следует также из выражения, для коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью (рис. 3.36(б)):

$$A_t = \frac{V_o}{V_i} = \frac{A_0}{1 + A_0\beta}.$$

Для отрицательной обратной связи мы всегда должны обеспечивать выполнение неравенства: $|1 + A_0\beta| > 1$. Если $|1 + A_0\beta| < 1$, то обратная связь будет положительной, а при $|1 + A_0\beta| = 1$ обратная связь отсутствует. При глубокой отрицательной обратной связи, то есть в случае, когда $|1 + A_0\beta| \gg 1$, полный коэффициент усиления системы можно аппроксимировать выражением $A_t \approx 1/\beta$. Поэтому для того, чтобы сигнал был действительно усилен, β должно быть меньше единицы (в цепи обратной связи должно происходить ослабление). Для сильной обратной связи $|A_0\beta| \gg 1$. Очевидно, что петля обратной связи уменьшает коэффициент усиления A_0 до намного меньшего значения A_t , который, однако, почти полностью определяется коэффициентом обратной связи β : $A_t \approx 1/\beta$. Полный коэффициент усиления A_t будет всегда немного отличаться от желаемого значения $1/\beta$. Если ε — относительная разность между A_t и $1/\beta$, то есть если

$$A_t = \frac{1}{\beta}(1 - \varepsilon),$$

то

$$\varepsilon = \frac{1}{1 + A_0\beta}.$$

Таким образом, при отрицательной обратной связи $|\varepsilon| < 1$, а при положительной обратной связи $|\varepsilon| > 1$. В случае отрицательной обратной связи относительная ошибка $|\varepsilon|$ становится тем меньше, чем больше так называемое петлевое усиление $A_0\beta$. Если по какой-либо причине, например, из-за мультипликативного мешающего воздействия, коэффициент усиления A_0 изменяется, то это приводит только к незначительному изменению A_t . В разделе 2.3.3.3 мы видели, что

$$\frac{\Delta A_i}{A_i} = \varepsilon \frac{\Delta A_0}{A_0}$$

Поэтому для целей измерения мы применяем глубокую отрицательную обратную связь, которая зависит от требуемой точности, временной и температурной стабильности делителя, нечувствительности к мешающим воздействиям. Следует отметить, что применение обратной связи не приведет к уменьшению в усилителе *аддитивных помех*. Кроме того, применение обратной связи повлияет на величину входного и выходного импеданса усилителя. Это иллюстрируется на примере измерительного усилителя, показанного на рис. 3.37, который используется для измерения малых электрических токов. Здесь входной ток преобразуется в пропорциональное ему выходное напряжение. Простые выкладки показывают, что коэффициент передачи этой схемы равен

$$\frac{v_o}{i_i} = -\frac{R'_i(A_0 R - R'_o)}{R'_i(1 + A_0) + R + R'_o}$$

Усилитель без обратной связи обычно реализуется в виде так называемого *операционного усилителя*. Это усилитель с чрезвычайно большим коэффициентом усиления A_0 , очень высоким входным импедансом R'_i и низким выходным импедансом R'_o . Поэтому мы можем предположить, что $R'_i \gg R$ и, следовательно, входной ток i_i будет почти весь протекать через резистор R . Тогда получаем, что $i_i = (v_i - v_o)/R$. Мы можем предположить также, что $R \gg R'_o$; поэтому $v_o \approx -A_0 v_i$, и в результате $i_i = -v_o(1 + A_0)/RA_0$. Поскольку $A_0 \gg 1$, очевидно, что коэффициент передачи равен

$$\frac{v_o}{i_i} = -R$$

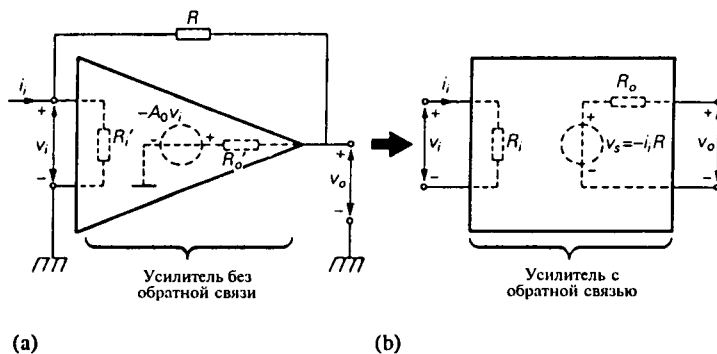


Рис. 3.37. Измерение малых электрических токов измерительным усилителем «ток-напряжение».

при условии, что $R'_i \gg R \gg R'_o$. Ясно, что эта схема преобразует входной ток i_i в выходное напряжение v_o . Коэффициент передачи имеет размерность импеданса; поэтому усилитель такого типа часто называют трансимпедансным усилителем.

Входной импеданс такого усилителя очень мал. Входное сопротивление усилителя равно $R_i = v_i / i_i$. В случае трансимпедансного усилителя, то есть усилителя, преобразующего ток в напряжение, его входное сопротивление можно найти воспользовавшись тем, что $i_i = (v_i - v_o) / R$ и $v_o = -A_0 v_i$:

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{R'_i(R + R'_o)}{(1 + A_0)R'_i + R + R'_o}.$$

При условии, что $A_0 R'_i \gg R \gg R'_o$, получим:

$$R_i = \frac{R}{1 + A_0},$$

Оказывается, что обратная связь уменьшает входное сопротивление в $1 + A_0$ раз.

Выходное сопротивление схемы также уменьшается. Выражение для выходного сопротивления имеет вид:

$$R_o = \frac{v_o}{i_s} = \frac{R'_o(R + R'_i)}{(1 + A_0)R'_i + R + R'_o},$$

где ток i_i — это выходной ток усилителя в режиме короткого замыкания, причем в качестве положительного направления этого тока выбрано такое, при котором ток вытекает из усилителя со стороны выходной клеммы, отмеченной знаком +, и втекает в усилитель со стороны выходной клеммы, отмеченной знаком —.

В нашем случае обратная связь уменьшает как входное, так и выходное сопротивления приблизительно в $1 + A_0$ раз. Это становится очевидным при стремлении A_0 к нулю, что равносильно удалению операционного усилителя, но сохранению R'_i и R'_o .

Выходное сопротивление усилителя с обратной связью можно также определить, воспользовавшись теоремой Тевенина: $R_o = v_o / i_s$, где ток короткого замыкания i_s равен $i_i - A_0 v_i / R'_o$. Вспоминая, что $R \gg R'_o$ и $A_0 > 1$, находим: $i_s \approx -A_0 v_i / R'_o$. В случае короткого замыкания на выходе входное напряжение равно $v_i = i_i R R'_i / (R + R'_i) \approx i_i R$, так что $i_s \approx -i_i A_0 R / R'_o$. Напряжение холостого хода на выходе равно $v_o = -i_i R A_0 / (1 + A_0)$, в результате для выходного сопротивления имеем:

$$R_o = \frac{R'_o}{1 + A_0}$$

при условии, что $R'_i \gg R \gg R'_o$ и $A_0 > 1$. Таким образом, мы видим, что операционный усилитель с внешней обратной связью (рис. 3.37(а)) эквива-

лентен усилителю с внутренней обратной связью (рис. 3.37(b)), если $R_i = R/A_0$, $R_o = R'_0/A_0$ и $v_o = -i_i R$.

Следующий пример дает представление о типичном порядке величин для такого усилителя с обратной связью. Если для создания усилителя, преобразующего ток в напряжение используется операционный усилитель с параметрами $R'_i = 1$ МОм, $R'_o = 100$ Ом и $A_0 = 10^5$ и сопротивление резистора обратной связи равно $R = 10$ кОм, то эквивалентный усилитель с обратной связью будет обладать входным сопротивлением $R_i = 0,1$ Ом, выходным сопротивлением $R_o = 0,001$ Ом и коэффициентом передачи $v_o / i_i = -10$ кОм.

Когда напряжение сигнала слишком мало для непосредственного измерения, его сначала усиливают с помощью усилителя напряжения. Простая схема такого усилителя приведена на рис. 3.38(a). Эту схему можно получить из схемы, изображенной на рис. 3.37(a), с учетом того, что схема на рис. 3.38(a) — это та же самая схема, что и на рис. 3.37(a), но с резистором R_1 , включенным последовательно со входом. При помощи этого резистора R_1 входное напряжение v_i преобразуется в ток $i_i = v_i / R_1$, а затем ток, как и раньше, преобразуется в выходное напряжение v_o . Таким образом, общий коэффициент усиления напряжения равен

$$A_i = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Согласно рис. 3.38(a) входное сопротивление R_i такой схемы равно R_1 . Это может не отвечать требованиям, предъявляемым к измерительному усилителю в целом ряде применений, так как усилитель напряжения должен иметь как можно большее входное сопротивление. Поэтому предпочтение может быть отдано альтернативной схеме, приведенной на рис. 3.38(b). Эту схему также можно считать результатом преобразования предыдущей схемы. Найдем ток, протекающий через R_1 . Так как коэффициент усиления операционного усилителя A_0 очень велик, входным напряжением можно пренебречь при условии, что усилитель работает в линейном режиме, а значение его выходного напряжения находится где-то между напряжениями источников питания. Поэтому напряжение в точке соединения резисторов R_1 и R_2

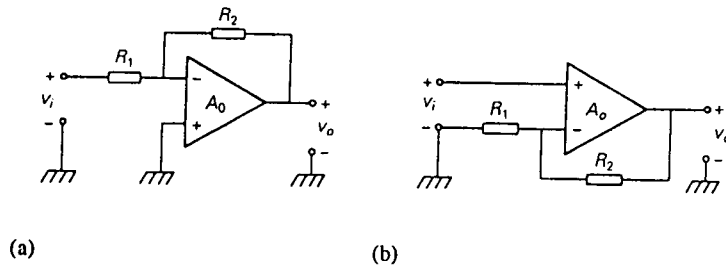


Рис. 3.38. Усилитель напряжения. (a) Инвертирующий усилитель напряжения. (b) Неинвертирующий усилитель напряжения.

будет следовать за входным напряжением v_i (будет происходить компенсация). Тогда ток, протекающий по резистору R_1 , должен равняться $i = -v_i / R_1$; этот же ток течет по резистору R_2 . Поэтому коэффициент усиления напряжения этого усилителя оказывается равным

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}.$$

В противоположность случаю, который имеет место в схеме на рис. 3.38(а), входное сопротивление усилителя «напряжение — напряжение», представленного на рис. 3.38(б) значительно больше вследствие того, что входное напряжение непрерывно автоматически компенсируется (см. также рис. 3.30(а)).

Вычисление входного сопротивления R_i неинвертирующего усилителя напряжения дает:

$$R_i = R_i' \left(1 + \frac{R_1 A_0}{R_1 + R_2 + R_o'} \right).$$

При $R_o' \ll R_1 + R_2$ и $A_0 \gg 1 + R_2/R_1$ приходим к следующему приближенному равенству:

$$R_i \approx R_i' \frac{A_0 R_1}{R_1 + R_2}.$$

Схема на операционном усилителе с параметрами $R_i' = 1$ МОм и $A_0 = 10^5$ и обратной связью, рассчитанной так, чтобы результирующий коэффициент усиления A_v равнялся 100, имеет входное сопротивление $R_i = 1$ ГОм. Чем меньше значение A_v , тем больше R_i .

Мы приходим к схеме с очень глубокой обратной связью. Замыкая коротко резистор R_2 в усилителе напряжения, схема которого дана на рис. 3.38(б), и совсем удаляя резистор R_1 , получим коэффициент усиления напряжения $A_v = 1$. Такой усилитель напряжения с единичным коэффициентом усиления (повторитель) часто применяется для согласования большого выходного импеданса измеряемого объекта с малым входным импедансом измерительной системы. Повторитель очень хорошо подходит для этой цели, поскольку имеет исключительно большой входной импеданс и очень малый выходной импеданс. Хотя коэффициент усиления напряжения равен всего лишь единице, этот усилитель все же может значительно усиливать мощность измеряемого сигнала. Мощность P_o , потребляемая повторителем на входе, равна $P_i = v_i^2 / R_i$. Если входное сопротивление измерительной системы равно R_m , то она будет потреблять мощность $P_o = v_o^2 / R_m$. Так как $v_o \approx v_i$, коэффициент усиления мощности равен $P_o / P_i = R_i / R_m$. По этой причине схему, приведенную на рис. 3.38(б), часто называют буфером напряжения.

В разделе 2.3.3.3 мы видели, что помех, вызванных токами в петлях заземления, можно избежать, применяя усилитель напряжения с дифференциальным каскадом на входе. Усилитель такого типа чувствителен только к разности потенциалов между его входными клеммами и нечувствителен к

синфазному сигналу. На рис. 3.39 показано другое применение усилителя с дифференциальным входом. В данном случае выходной сигнал моста, образованного тензодатчиками, определяется только разностью напряжений v_d и не зависит непосредственно от напряжений v_1 и v_2 . Эквивалентная схема Тевенина приведена на рис. 3.39(б). Разностное напряжение v_d определяется соотношением:

$$v_d = v_1 - v_2 = v_s \frac{\Delta R}{R}.$$

Синфазное напряжение v_c равно

$$v_c = \frac{1}{2}(v_1 + v_2) = \frac{1}{2}v_s.$$

Выходное сопротивление моста R_o равно $(R^2 - \Delta R^2)/R$. Если $\Delta R \ll R$, то $R_o \approx R$. Усилитель напряжения, подключенный к выходу моста, должен быть чувствительным только к напряжению v_d . Такой тип усилителя называется *дифференциальным усилителем*. Синфазный сигнал v_c таким усилителем почти полностью подавляется.

Малая часть синфазного сигнала все же будет попадать на выход. По определению коэффициент передачи A_c синфазного сигнала v_c в дифференциальном усилителе равен

$$A_c = \left(\frac{v_o}{v_c} \right)_{v_d=0}.$$

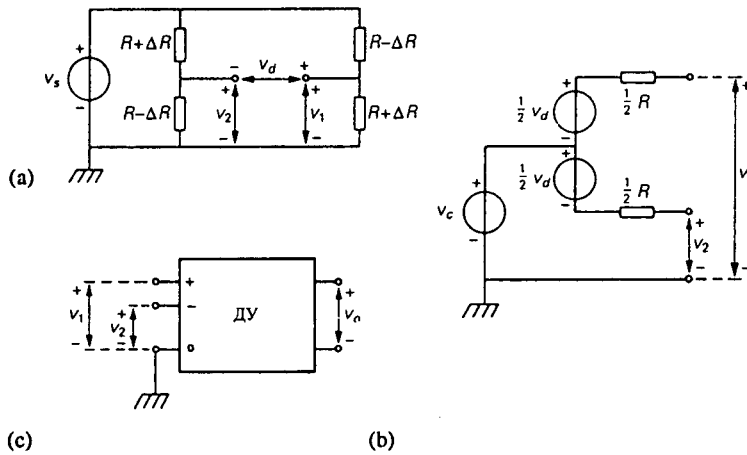


Рис. 3.39. Измерение напряжения на выходе моста с помощью дифференциального усилителя. (а) Схема моста с четырьмя тензодатчиками. (б) Эквивалентная схема: $v_c = v_s/2$, $v_d = v_s \Delta R/R$ и $R_o = (R^2 - \Delta R^2)/R$. (с) Дифференциальный усилитель (ДУ).

В свою очередь, коэффициент усиления A_d дифференциального сигнала v_d равен

$$A_d = \left(\frac{v_o}{v_d} \right)_{v_c=0}.$$

Критерием подавления синфазного сигнала является *Коэффициент Ослабления Синфазного Сигнала* (КОСС). Этот коэффициент определяется как отношение таких значений синфазного сигнала v_c и дифференциального сигнала v_d , каждое из которых дало бы на выходе одно и то же значение выходного сигнала v_o . Одним словом,

$$\text{КОСС} = \left(\frac{v_c}{v_d} \right)_{\text{при равных } v_o} = \frac{A_d}{A_c}.$$

В измерительном усилителе можно получить коэффициент ослабления порядка $10^5 \div 10^8$ в зависимости от величины дифференциального коэффициента усиления A_d , который часто выбирается от 1 до 10^3 . Однако на частотах выше $10 \div 50$ Гц коэффициент ослабления падает. Измерительные усилители с большими значениями КОСС на частотах выше 50 Гц требуются, например, при исследованиях электрической активности мышц (электромиография), сердца (электрокардиография) или мозга (электроэнцефалография). Такие измерения были бы невозможны без большого значения КОСС из-за сильного синфазного фона с частотой 50 Гц от силовой сети.

Основная схема дифференциального усилителя изображена на рис. 3.40. Если $A_0 \gg R_2/R_1$ и $R'_1 \gg R_1 \parallel R_2 \gg R'_2$, то выходное напряжение этого усилителя равно

$$v_o \approx v_1 \frac{R'_2(R_1 + R_2)}{R_1(R'_1 + R'_2)} - v_2 \frac{R_2}{R_1}.$$

Это выражение можно получить, полагая сначала, что v_2 равно нулю, и находя вклад v_1 в выходное напряжение v_o . Коэффициент передачи от v_1 к v_o можно представить в виде произведения коэффициента передачи делителя

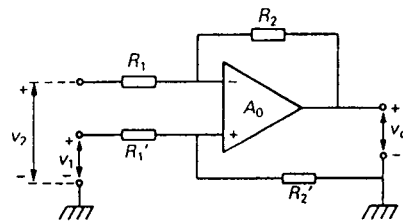


Рис. 3.40. Схема дифференциального усилителя.

напряжения, образованного резисторами R'_1 и R'_2 , на коэффициент усиления неинвертирующего усилителя (рис. 3.38(b)). Затем напряжение v_1 устанавливается равным нулю и вычисляется вклад напряжения v_2 в выходное напряжение v_o . Коэффициент передачи в этом случае равен коэффициенту усиления инвертирующего усилителя (рис. 3.38(a)). Полное выходное напряжение v_o равно сумме вкладов от v_1 и v_2 . Если выбрать четыре резистора так, чтобы удовлетворялось соотношение

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R'_2}{R'_1},$$

то при $v_1 = v_2 = v_c$ выходной сигнал будет равен нулю. В этом случае отсутствует разность потенциалов v_d между входными клеммами, а имеется только синфазный сигнал v_c . Здесь резисторы R_1, R_2, R'_1 и R'_2 образуют сбалансированный мост с напряжением источника возбуждения v_c и выходным напряжением, равным напряжению на выходе усилителя. Поскольку теперь $v_o = 0$, потенциал правого вывода резистора R_2 также равен потенциалу земли. Это состояние устойчиво, потому что мост сбалансирован и сигнал на входе операционного усилителя равен нулю. Если отношения сопротивлений резисторов, расположенных сверху и снизу от усилителя, равны, то дифференциальный коэффициент усиления равен

$$A_d = \frac{v_o}{v_1 - v_2} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R'_2}{R'_1}.$$

Основным недостатком схемы дифференциального усилителя, изображенной на рис. 3.40, является низкое входное сопротивление, которое может значительно нагрузить объект измерения. Эту проблему можно решить, введя два дополнительных усилителя напряжения, которые компенсируют входное напряжение (как на рис. 3.38(b)) и тем самым обеспечивают высокое входное сопротивление. Схема при этом имеет вид, указанный на рис. 3.41. Если сначала мы не будем принимать во внимание пунктирное перекрестие в точке A (средняя точка остается заземленной), то входные каскады эквивалентны неинвертирующим усилителям на рис. 3.38(b). Их выходы соединены со входами дифференциального усилителя. Входные каскады усиливают синфазный сигнал так же, как и дифференциальный. Все, чего мы здесь достигли, — это высокое входное сопротивление, но коэффициент ослабления синфазного сигнала остался тем же самым. Его можно значительно улучшить, если отсоединить точку A от земли. В этом случае коэффициент усиления синфазного сигнала обоими входными усилителями уменьшается до единицы. Поэтому при $v_1 = v_2 = v_c$ напряжения v'_1 и v'_2 также равны v_c . Величину дифференциального коэффициента усиления можно рассчитать, полагая $v_1 = +v_d/2$ и $v_2 = -v_d/2$. Напряжения между входными клеммами обоих операционных усилителей A_{01} и A_{02} очень близки к нулю из-за большого коэффициента усиления усилителей без обратной связи, и, следовательно, напряжение на двух резисторах R_d равно $v_1 - v_2 = v_d$. Ток, протекающий через эти резисторы, равен $v_d/(2R_d)$. Этот ток также течет по обоим

резисторам R_b , поскольку входной ток самого операционного усилителя пренебрежимо мал. Поэтому $v'_1 = v_d/2 + v_d R_b / (2R_a)$ и, аналогично, $v'_2 = -v_d/2 - v_d R_b / (2R_a)$. Таким образом, дифференциальный коэффициент усиления двух входных каскадов равен:

$$A_{d1} = \frac{v'_1 - v'_2}{v_d} = \frac{R_a + R_b}{R_a}.$$

Коэффициент усиления второго каскада мы уже вычисляли:

$$A_{d2} = \frac{v_o}{v'_1 - v'_2} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R'_2}{R'_1}.$$

Поэтому для полного коэффициента усиления имеем:

$$A_d = A_{d1} A_{d2} = \frac{R_a + R_b}{R_a} \frac{R_2}{R_1}.$$

Вспоминая, что коэффициент усиления синфазных сигналов в первом каскаде A_{c1} равен единице, находим значение коэффициента ослабления синфазного сигнала для схемы в целом:

$$\text{КОСС} = \frac{A_d}{A_c} = \frac{A_{d1} A_{d2}}{A_{c1} A_{c2}} = A_{d1} \frac{A_{d2}}{A_{c2}} = A_{d1} \text{КОСС}_2.$$

Здесь через КОСС_2 обозначен коэффициент ослабления синфазного сигнала дифференциального усилителя напряжения во втором каскаде рассматриваемого измерительного усилителя. Полный коэффициент ослабления равен дифференциальному коэффициенту усиления первого каскада, умноженному на коэффициент ослабления синфазного сигнала второго каскада. Следующие числовые значения являются типичными: если $R_a = 1$ кОм, а $R_b = 100$ кОм, то $A_{d1} = 101$, а при $R_1 = 1$ кОм и $R_2 = 100$ кОм также и $A_{d2} = 100$. Так как отношение R_2 / R_1 никогда не бывает, в действительности, точно равным R'_2 / R'_1 , КОСС_2 будет иметь конечное значение. Мы можем вычислить этот коэффициент ослабления, предполагая, что резисторы имеют погрешность менее 1%. Тогда коэффициент ослабления синфазного сигнала во втором каскаде будет превышать 2500. Таким образом, для усилителя в целом $A_d = 10100$, а $\text{КОСС} > 25 \times 10^4$.

В заключение можно сказать, что применение входного каскада перед дифференциальным усилителем увеличивает дифференциальный коэффициент усиления и повышает коэффициент ослабления синфазного сигнала. В нашем рассмотрении предполагалось, что операционные усилители ведут себя как идеальные (квазистатика). Мы игнорировали тот факт, что коэффициент усиления A_0 зависит от частоты, и по этой причине мы имеем дело с динамической системой. С ростом частоты коэффициент усиления A_0 усилителя без обратной связи уменьшается, что приводит к уменьшению глубины обратной связи и увеличению погрешности. Сдвиг фаз в усилителе на

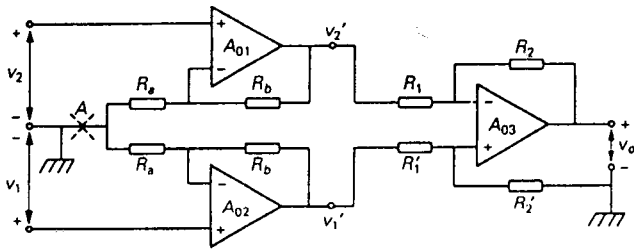


Рис. 3.41. Измерительный усилитель с отдельным дифференциальным входным каскадом.

высоких частотах может привести даже к тому, что отрицательная обратная связь изменится и станет положительной. Усилитель может начать сам по себе вырабатывать сигнал, то есть генерировать, если не принять соответствующих мер для предотвращения этого явления.

Другой эффект, который нами еще не рассмотрен, состоит в том, что реальный операционный усилитель не является идеальным также и в статике. Одно из проявлений неидеальности — *смещение (аддитивная помеха)*, обусловленное током смещения усиливающих элементов на входе операционного усилителя. Эти элементы таковы, что во входных клеммах должен течь малый ток, который называется входным током смещения. Любая асимметрия на входе схемы также вызовет появление ошибок смещения в выходном напряжении. Зная выходное напряжение, можно определить (простым делением выходного напряжения на A_0) соответствующее ему входное напряжение, называемое *напряжением смещения, приведенным ко входу*. Напряжение смещения V_{off} и входной ток смещения I_{bias} почти полностью определяются типом усилительного элемента во входном каскаде операционного усилителя. Мы уже упоминали, что можно компенсировать эти ошибки смещения. Однако V_{off} и I_{bias} изменяются также с температурой, поэтому при различных температурах компенсация не будет полной и остаточное смещение сохранится.

Значения напряжения смещения V_{off} и входного тока смещения I_{bias} зависят от элементов во входном каскаде операционного усилителя. В случае интегральных биполярных транзисторов напряжение смещения составляет приблизительно 10 мкВ с температурной чувствительностью около 0,3 мкВ/К, а входной ток смещения равен примерно 4 нА с температурной чувствительностью 25 пА/К. Для интегрального операционного усилителя, у которого на входе имеются полевые транзисторы с управляющим $p-n$ переходом, эти значения равны соответственно 250 мкВ, 8 мкВ/К, 30 пА и 3 пА/К. Когда в качестве входных элементов используются МОП-транзисторы, соответствующие величины равны: 200 мкВ, 3 мкВ/К, 20 пА и 0,1 пА/К. (Относительно большой входной ток смещения вызван схемой защиты транзисторов от пробоя статическим электричеством.)

Тем не менее, в большинстве случаев современные интегральные операционные усилители являются более чем подходящими для построения очень хороших измерительных усилителей.

В тех случаях, когда смещение должно быть минимальным, иногда вместо обычного усилителя постоянного тока следует воспользоваться усилителем постоянного тока с преобразованием. В усилителе постоянного тока с преобразованием с помощью нелинейной операции (посредством модуляции) входное напряжение с постоянной составляющей преобразуется в амплитудно-модулированный сигнал. Затем этот переменный сигнал усиливается, после чего демодулируется, снова превращаясь в сигнал с постоянной составляющей. Остающиеся при этом высокочастотные составляющие отфильтровываются выходным фильтром нижних частот. Применяя модуляцию, можно достичь меньших значений V_{off} и I_{bias} , чем в случае обычного усилителя постоянного тока.

Наиболее часто применяемый тип модулятора — переключающий модулятор, в котором очень быстро изменяется полярность входного сигнала. Говорят, что такой модулятор действует по принципу прерываний.

Усилитель постоянного тока с прерыванием можно объединить с обычным усилителем постоянного тока, чтобы создать так называемый усилитель с коррекцией дрейфа (см. рис. 3.42). Обычный усилитель постоянного тока должен иметь широкий частотный диапазон, но от него не требуется, чтобы он обладал очень хорошими свойствами по постоянному току. В схеме на рис. 3.42 напряжение V_{o2} представляет собой напряжение смещения этого усилителя A_{o2} . Расчеты показывают, что благодаря наличию усилителя A_{o1} смещение схемы в целом уменьшается до значения V_{o2} / A_{o1} . Чтобы избежать интерференции возможных высокочастотных составляющих сигнала с частотой прерываний, на входе усилителя с преобразованием включен фильтр нижних частот. Высокие частоты усиливаются только усилителем A_{o2} , тогда как низкие частоты — обоими усилителями A_{o2} и A_{o1} . Такой усилитель обеспечивает значительно меньшую ошибку смещения и очень большой коэффициент усиления в отсутствие обратной связи на низких частотах, равный $A_{o1} A_{o2}$. Поэтому в случае, когда этот усилитель используется в схеме с обрат-

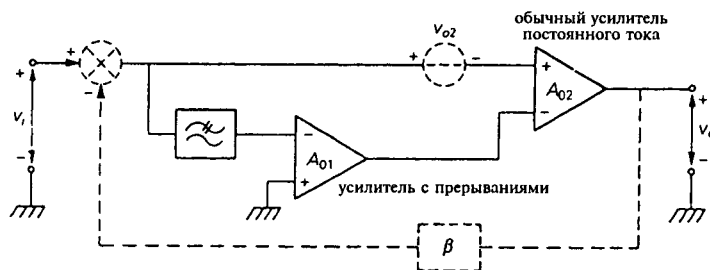


Рис. 3.42. Схема усилителя с коррекцией дрейфа. A_{o1} — низкочастотный усилитель, действующий по принципу прерываний, A_{o2} — обычный широкополосный усилитель постоянного тока.

ной связью, как показано на рис. 3.42, на низких частотах можно получить заданное значение коэффициента усиления с высокой точностью.

В *измерительном усилителе* (см. рис. 3.43), как правило, имеется возможность регулировать и точно задавать коэффициент усиления, и часто также можно изменять ширину полосы. Измерительный усилитель имеет встроенный источник питания, который бывает сконструирован так, чтобы помехи сети и помехи, вводимые петлями заземления, были подавлены. Входной каскад соединен с остальной частью усилителя через трансформатор. Благодаря этому «плавающий» входной каскад может выдерживать очень большие напряжения синфазного сигнала (до 1 кВ) без насыщения усилителя. Часто входной каскад не является, в действительности, дифференциальным усилителем. Входы такого квази-дифференциального усилителя обозначаются символами «Hi» и «Lo», где клемма «Lo» соединена с «землей» плавающего входного усилителя. Плавающий входной каскад заключен в защитный экран, на который подается напряжение синфазного сигнала с целью избежать мешающего влияния паразитной емкости между плавающим входным каскадом и землей. Подробнее это было объяснено в разделе 2.3.3.3 (см. рис. 2.51).

Приведем в качестве примера параметры двух измерительных усилителей.

Измерительный усилитель постоянного тока

- коэффициент усиления регулируется от 10^2 до 10^5 с точностью 10^{-4} ;
- температурный коэффициент усиления 10^{-5} K^{-1} ;
- статическая нелинейность во всем диапазоне $< 5 \times 10^{-6}$;
- входное сопротивление 50 МОм, выходное сопротивление 1 Ом;
- ширина полосы регулируется от 0,01 Гц до 10 Гц;
- коэффициент ослабления синфазного сигнала 10^7 ($f < 50 \text{ Гц}$);
- эквивалентный входной шум (в полосе 0,1 Гц) 2 нВ;

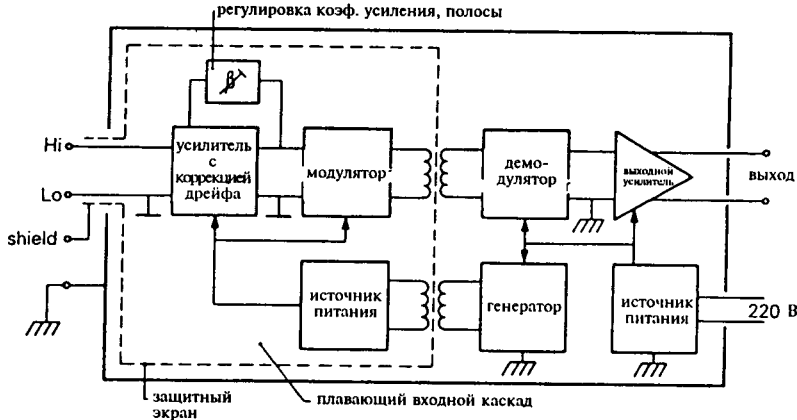


Рис.3.43. Полная схема измерительного усилителя.

- температурный дрейф нуля 1нВ/К .

Широкополосный измерительный усилитель

- коэффициент усиления регулируется от 1 до 1000 с точностью 10^{-4} ;
- температурный коэффициент усиления $3 \times 10^{-5} \text{ К}^{-1}$;
- статическая нелинейность во всем диапазоне $< 5 \times 10^{-5}$;
- искажения на частоте 1 кГц $< 10^{-4}$;
- входной импеданс 10^8 Ом //100 пФ, выходное сопротивление 0,1 Ом;
- ширина полосы 100 кГц;
- время установления (с точностью 0,1% от установившегося значения) 80 мкс;
- коэффициент ослабления синфазного сигнала 10^6 на частотах ниже 50 Гц, 10^4 на частотах ниже 1 кГц;
- температурная чувствительность напряжения сдвига 1мкВ/К ;
- температурная чувствительность входного тока смещения 0,5 нА/К.

Нет смысла неограниченно увеличивать коэффициент усиления измерительной системы. Из-за шумов и (аддитивных) помех быстро будет достигнут порог чувствительности системы. С помощью фильтрации этот порог можно несколько сместить вниз. Если частотные спектры шума и помех лежат, в основном, *выше* спектра измеряемого сигнала, то применяется *фильтр нижних частот*. Если частоты помех, в основном, *ниже* интересующего нас диапазона частот (например, фон силовой сети), то для повышения порога чувствительности системы можно применить *фильтр верхних частот*. Оба типа фильтрации можно объединить в *полосовом фильтре*. Наконец, если сигналы помех занимают малую полосу в пределах спектра сигнала, то можно применить *заграждающий фильтр*, который подавит малую долю спектра сигнала.

Фильтрация сигнала может вызвать нежелательные эффекты, что иллюстрируется осциллограммами, показанными на рис. 3.44. Исходный сигнал (а), полученный в результате измерения, содержит шум. Основная часть спектра шума лежит выше частотного диапазона сигнала и поэтому сигнал пропускается через фильтр нижних частот с частотой среза 100 кГц по уровню 23 дБ. Осциллограммы, приведенные на рис. 3.44(б), (с) и (д) показывают эффективность фильтрации; сигналы почти не содержат шума. Однако ясно, что фильтрация повлияла на верность или качество воспроизведения формы сигнала. В большинстве случаев вид отфильтрованного сигнала отличается от того, который показан на рис.(а), несмотря на то, что все они получены путем пропускания через фильтры нижних частот с одной и той же частотой среза. Различия вызваны типом применяемого фильтра. Другой эффект, заслуживающий внимания, — это *задержка*, вносимая фильтром. Задержка также зависит от типа используемого фильтра. К сожалению, подробное рассмотрение фильтров и их применений выходит за рамки данного введения в теорию и технику измерений.

Как было установлено, фильтрация может значительно понизить порог чувствительности измерительной системы (при условии, что она выполнена правильно). Во многих случаях можно достичь гораздо лучших результа-

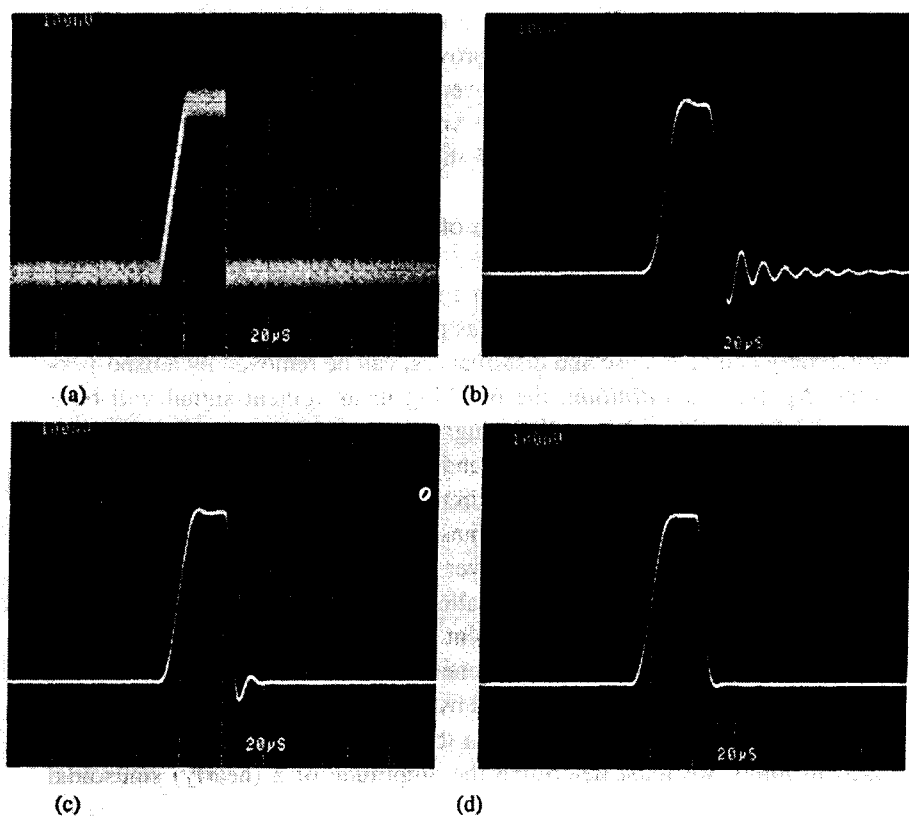


Рис. 3.44. Эффект фильтрации зашумленного сигнала. (а) Исходный сигнал. Сигналы (b), (c) и (d) получены путем фильтрации сигнала (а) различными фильтрами нижних частот, каждый из которых имеет частоту среза 100 кГц по уровню 3 дБ. Тип фильтра в каждом случае разный: (b) эллиптический фильтр (7 полюсов, 6 нулей); (c) фильтр Баттерворта (четвертого порядка); (d) фильтр Бесселя (четвертого порядка). Следует обратить внимание на (линейное) искажение импульса и задержку, которые вносятся различными фильтрами. (Масштаб: по вертикали - 100 мВ/дел, по горизонтали - 20 мкс/дел)

тов, применяя *синхронное* или *когерентное детектирование*. Усилитель, в котором используется этот принцип детектирования, обнаружит и «захватит» фазу сигнала. Поэтому он называется «*синхронным*» усилителем.

Философия, лежащая в основе применения синхронного детектора в измерительной технике, состоит в следующем: предположим, что нашей целью является достижение максимально возможной чувствительности. Измерение выполняется так, что частотный спектр измеряемого сигнала сужен, насколько это возможно. С помощью полосового фильтра можно удалить те ненужные составляющие спектра, которые содержат только шум и помехи. Применяя такую методику «*до бесконечности*» мы получим в результате пропускания измеряемого сигнала через сверхзкополосный фильтр

синусоидальный сигнал. Необходимая минимальная ширина полосы фильтра определяется желательным временем отклика прибора. После того, как измеряемый сигнал подключен или (резко) изменился, нам необходимо ждать, пока в системе не затухнут переходные процессы и не будет достигнуто установившееся состояние. Чем уже полоса частот фильтра, тем дольше это будет происходить. Кроме того, фильтр должен быть в состоянии пропустить модулированный сигнал (то есть сигнал, который несет измерительную информацию). Боковые полосы в частотном спектре, возникающие при модуляции сигнала, не должны подавляться фильтром, иначе информация теряется. Итак, имея в виду эти ограничения, с учетом которых необходимо применять фильтрацию, нам надо определить амплитуду (почти) синусоидального сигнала известной частоты. Если мы знаем фазу этого сигнала (имея в распоряжении опорный сигнал той же частоты), то все, что требуется определить — это составляющая измеряемого сигнала, находящаяся в фазе с опорным сигналом. Шумы и помехи, присутствующие в пределах полосы пропускания фильтра, не находятся в одной фазе с опорным сигналом и поэтому не обнаруживаются. Не обнаруживаются даже составляющие сигнала, имеющие фазу, отличную от фазы опорного сигнала. Можно доказать, что этот метод детектирования является оптимальным (при условиях, отмеченных выше).

Структура системы, в которой применяется синхронное детектирование, приведена на рис. 3.45. Рисунок показывает, что синхронному усилителю (в котором осуществляется синхронное детектирование) требуется опорный сигнал, который содержит необходимую информацию о частоте и фазе входного сигнала. Этот опорный сигнал, обычно синусоидальной или прямоугольной формы, генерируется вне усилителя и поступает от измеряемого объекта или подается на него. Если объект измерения сам не генерирует этот сигнал, то он реагирует на него, вырабатывая выходной сигнал, который служит мерой исследуемой величины. Этот процесс «возбуждения» можно также применять во входных преобразователях.

Иллюстрацией рассмотренного метода является измерение, схема которого приведена на рис. 3.46. Чтобы измерить ослабление, вносимое узкополосным заграждающим фильтром, синусоидальный сигнал подается на вход этого фильтра и непосредственно на синхронный усилитель. Этот сигнал используется и как входной сигнал, и как опорный. Из-за большого ослаб-



Рис. 3.45. Применение синхронного детектирования в измерениях с целью достижения минимально возможного порога чувствительности.

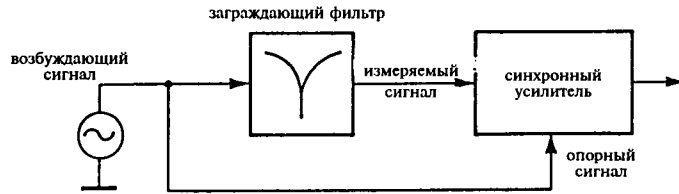


Рис. 3.46. Измерение ослабления, вносимого узкополосным заграждающим фильтром.

ления (например, -90 дБ) на частоте непрозрачности заграждающего фильтра выходной сигнал очень мал (например, 30 мкВ на выходе при 1 В на входе) и состоит, главным образом, из шума и помех. Несмотря на это, мы все же можем восстановить измеряемый сигнал, даже в том случае, когда он ниже уровня шума, так как в синхронном усилителе будет усилена только та частотная составляющая входного сигнала, которая в фазе с опорным сигналом; остальные составляющие сигнала будут отфильтрованы.

На рис. 3.47 показан другой пример применения синхронного усилителя. Термометр излучения (пирометр) состоит из датчика инфракрасного излучения и вогнутого зеркала, на которое падает инфракрасное излучение, испускаемое измеряемым объектом. Поток излучения делается «прерывистым» с помощью прорезей во вращающемся диске. Задняя сторона диска покрыта отражающим слоем, так что датчик «видит» сам себя, когда прямой путь от измеряемого объекта прерван. Таким образом, температура детектора изменяется скачком от значения, являющегося мерой температуры поверхности объекта T_m , до (собственной) температуры датчика T_0 . Прорези в диске сделаны симметрично относительно центра, поэтому фотодиод, расположенный диаметрально противоположно датчику, освещается одновременно с ним, создавая, таким образом, опорный сигнал для синхронного усилителя. Через усилитель пройдет только та составляющая малого

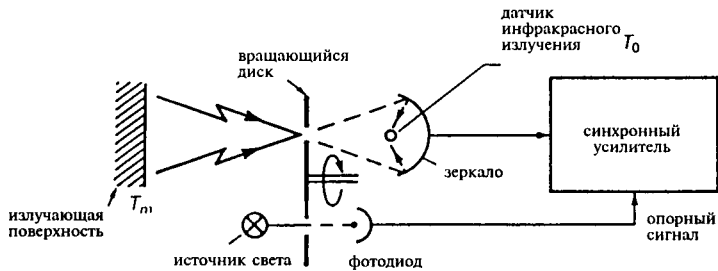


Рис. 3.47. Пирометр с синхронным усилителем для достижения низкого порога чувствительности.

входного сигнала, которая находится в фазе с опорным сигналом. Эта составляющая является надежной мерой разности температур $T_m - T_0$ и нечувствительна к помехам.

Наконец, рис. 3.48 демонстрирует применение синхронного усилителя совместно с преобразователем. Как показано на рисунке, смещение Δx измеряется с помощью дифференциального конденсатора, который вместе с трансформатором образует мостовую схему. Эта конструкция позволяет выполнять чрезвычайно чувствительные измерения, поскольку отфильтровываются все шумы, помехи и искажения, фазы которых не совпадают с фазой сигнала, возбуждающего мост.

Мы видели, что синхронный усилитель должен содержать синхронный детектор. Этот детектор можно представить как *схему умножения*, в которой перемножаются входной сигнал $u_i(t) = \hat{u}_i \cos(\omega_i t + \phi)$ и опорный сигнал $u_r(t) = \hat{u}_r \cos(\omega_r t)$. Затем полученный сигнал проходит через фильтр нижних частот. Сигнал на выходе перемножителя равен

$$u_p(t) = \frac{1}{2} \hat{u}_i \hat{u}_r \{ \cos(\omega_i t + \omega_r t + \phi) + \cos(\omega_i t - \omega_r t + \phi) \}.$$

Он содержит составляющие на частотах, равных сумме $(\omega_i + \omega_r)$ и разности $(\omega_i - \omega_r)$ частот входного и опорного сигналов. Составляющая суммарной частоты удаляется фильтром нижних частот, поэтому остается только составляющая разностной частоты:

$$u_o(t) = \frac{1}{2} \hat{u}_i \hat{u}_r \cos\{(\omega_i - \omega_r)t + \phi\}.$$

В случае *синхронного детектирования* $\omega_r = \omega_i$. Следовательно выходной сигнал имеет вид:

$$u_o(t) = \frac{1}{2} \hat{u}_i \hat{u}_r \cos \phi.$$

Как показано на рис. 3.49, спектр входного сигнала с шириной полосы $2f_0$, расположенный симметрично относительно опорной частоты $f_r = \omega_r/2\pi$, при детектировании с помощью схемы умножения и фильтра нижних частот (с частотой среза f_0 по уровню 3 дБ) переносится в диапазон низких частот от 0 Гц до f_0 . Ширина полосы f_0 выбирается достаточно большой, чтобы допускалось изменение входного сигнала $\hat{u}_i = \hat{u}_i(t)$ во времени. Ею оп-

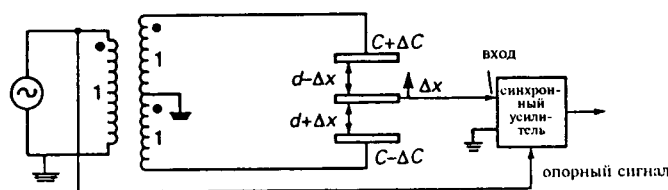


Рис.3.48. Датчик смещения (дифференциальный конденсатор) с синхронной схемой считывания.

ределяется также *время установления*. Чтобы получить лучшее время установления можно выбрать полосу фильтра больше, чем это необходимо (но за счет более зашумленного отклика).

Напряжение на выходе схемы перемножения зависит также от фазы сигнала. Обычно для получения максимальной чувствительности разность фаз между входным и опорным сигналами выбирается равной нулю.

Амплитуда \hat{u}_r опорного сигнала $u_r(t)$ должна быть определена очень точно, поскольку чувствительность схемы перемножения зависит от нее. Кроме того, используемый аналоговый перемножитель, кроме собственно перемножения двух сигналов, не должен вносить никаких искажений. К сожалению, этого нельзя гарантировать в большом диапазоне амплитуд входного сигнала.

Для целей измерения чаще всего применяют другой тип детектора — *коммутирующий детектор*. Рис. 3.50 иллюстрирует принцип его действия. Полярность измеряемого входного сигнала $u_i(t)$ меняется со скоростью, определяемой прямоугольным опорным сигналом $u(t)$. Этот процесс можно представить как перемножение сигнала $u_i(t) = \hat{u}_i \cos(\omega_i t + \phi)$ и прямоугольного колебания, принимающего значения ± 1 с частотой ω_r . Математически это записывается так:

$$u_s(t) = \frac{4}{\pi} u_i(t) \left(\cos \omega_r t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_r t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_r t - \dots \right).$$

Когда входной сигнал имеет вид $u_i(t) = \hat{u}_i \cos(\omega_i t + \phi)$, выходной сигнал содержит гармонические составляющие с частотами, равными сумме и разности частоты ω_i со всеми нечетными гармониками частоты ω_r . Для n -ой гармоники частоты ω_r амплитуды этих составляющих имеют весовой коэффициент $1/n$. Если этот сигнал пропустить через фильтр нижних частот, то в результате получим, что коммутирующий детектор чувствителен только к сигналам, расположенным в полосе частот $2f_0$ симметрично относительно нечетных гармоник опорной частоты f_r . Таким образом, при синхронном детектировании (когда $\omega_i = \omega_r$) с использованием коммутирующего детек-

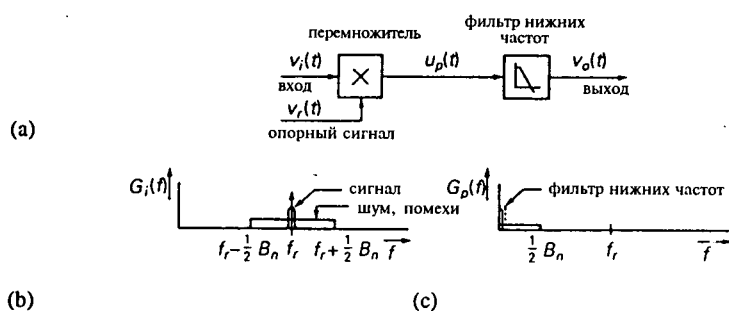


Рис. 3.49. Принцип работы аналогового синхронного детектора: (а) блок-схема; (б) спектр входного сигнала; (с) спектр выходного сигнала. B_n - полоса пропускания полосового фильтра, применяемого для удаления из входного сигнала шума и других помех.

тора выходной сигнал u_o , вызванный n -ой гармоникой входного сигнала, равен

$$u_o(n) = \frac{2}{\pi} \hat{u}_i(n) \cos \phi \quad (n \text{ нечетное}).$$

На рис. 3.50(b) изображена спектральная чувствительность коммутирующего детектора с фильтром нижних частот, имеющим полосу шириной f_0 . Для того, чтобы устранить чувствительность к высшим гармоникам частоты ω , на входе детектора необходимо поместить фильтр. Этот, так называемый *додетекторный фильтр* будет уменьшать мощность высших гармоник входного сигнала (первая из них на частоте 3ω) практически до нуля.

Основным достоинством коммутирующего детектора является то, что его работу можно сделать почти идеальной в большом диапазоне частот и амплитуд входного сигнала. Большой динамический диапазон необходим для измерения сигналов, «утонувших» в шуме и помехах. Для того чтобы детектор обладал описанными выше свойствами по отношению к входному сигналу, он должен оставаться линейным для много больших значений зашумленных сигналов. Поэтому то обстоятельство, что детектору необходим дополнительный (додетекторный) фильтр, считается само собой разумеющимся.

Как упоминалось выше, синхронный усилитель является усилителем переменного напряжения, в котором используется синхронное детектирование, позволяющее измерять амплитуду и фазу очень малых и зашумленных сигналов, занимающих относительно узкий диапазон частот. Сигнал $u_i(t)$ проходит через усилитель переменного напряжения АС и додетекторный полосовой фильтр (см. рис. 3.51). Параметры фильтра и коэффициент усиления регулируются. Часть каскадов усилителя можно разместить после фильтра, чтобы избежать его насыщения из-за шумов и искажений. Путь, по

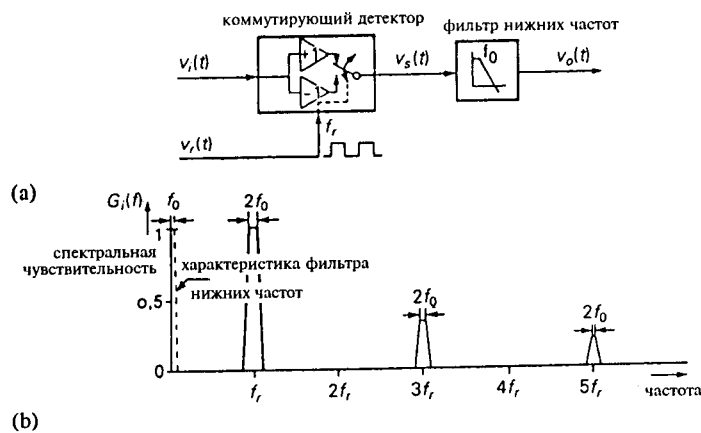


Рис. 3.50. (а) Принцип действия коммутирующего детектора. (б) Соответствующая спектральная чувствительность такого детектора по отношению к входному сигналу.

которому проходит опорный сигнал $u_c(t)$, включает в себя регулируемый усилитель, фазовращатель и компаратор для преобразования опорного сигнала в колебание прямоугольной формы, подаваемое на коммутирующий детектор. Фазовращатель необходим прежде всего для того, чтобы точно обеспечить выполнение условия $\phi = 0$ (условия максимального сигнала на выходе), поскольку додетекторный фильтр может внести сдвиг по фазе входного сигнала. Во-вторых, фазовращатель позволяет измерять сдвиг фаз между входным сигналом и опорным колебанием (сигнал на выходе равен нулю, когда $\phi = 90^\circ$). Часто в выходном каскаде имеется также дополнительный усилитель постоянного тока ДС для усиления после детектора. В тех случаях, когда входной сигнал сильно зашумлен, основное усиление переносится из предварительного усилителя переменного тока в оконечный усилитель постоянного тока с целью избежать насыщения детектора. Для сигналов с меньшим уровнем шума лучше уменьшить усиление усилителя постоянного тока за счет увеличения коэффициента усиления усилителя переменного тока, чтобы минимизировать дрейф на выходе.

Следующий пример показывает, как можно провести чувствительные измерения, используя синхронный усилитель (см. рис. 3.48). Мы хотим определить *принципиально непреодолимый* порог чувствительности емкостного датчика смещения, который зависит от эквивалентного входного шума первого каскада синхронного усилителя. (Мы будем рассматривать здесь только шум и помехи, имеющие естественную природу.) Входной шум характеризуется спектральной плотностью (см. раздел 2.3.2.1), равной приблизительно $5 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$. Расстояние между пластинами конденсатора $d \approx 1 \text{ мм}$, емкость конденсатора $C \approx 30 \text{ пФ}$, а (синусоидальный) сигнал с частотой 100 кГц , поступающий с трансформатора, имеет величину 10 В . Если ограничить ширину полосы детектора величиной 1 Гц , то порог чувствительности будет равен $0,5 \text{ пм}$ ($5 \times 10^{-13} \text{ м}$)! Это означает, что смещение пластины на $0,5 \text{ пм}$ приведет к появлению на выходе сигнала, равного среднеквадратическому значению шума на выходе. Сравните это расстояние с расстоянием между атомами в кристаллической решетке, которое приблизительно равно 500 пм !

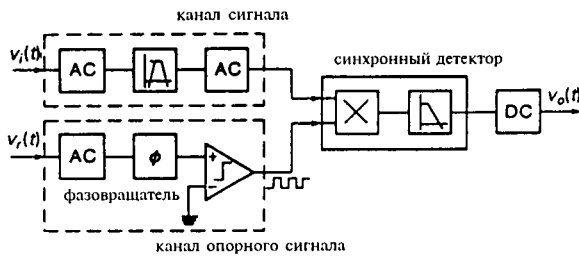


Рис.3.51. Блок-схема синхронного усилителя, на которой показаны путь прохождения сигнала $u_i(t)$, путь прохождения опорного колебания $u_c(t)$, синхронный детектор и выходной усилитель.

Этот предел чувствительности соответствует изменению емкости на 0,015 аФ ($1,5 \times 10^{-20}$ Ф)! Не удивительно, что раньше мы столкнемся с другими возмущениями, которые оказывают намного большее влияние. Если мы предположим, например, что пластины конденсатора сделаны из стали толщиной 0,5 см, то линейное тепловое расширение, примерно равное 55 нм/К, повлияет в 10^5 раз сильнее. Изменение атмосферного давления на 1 кПа (10 мбар) приводит к изменению толщины на 50 пм. Эта величина в 100 раз превышает фундаментальный, определяемый шумами, предел чувствительности. Поэтому на практике наименьшее измеряемое смещение будет полностью зависеть от различных механических ограничений.

3.3.5 Нелинейная обработка сигнала

Нелинейная обработка сигнала часто применяется в измерительных приборах для определения характеристик, относящихся к величине периодического сигнала: пикового значения, среднего значения или среднеквадратического значения. Она используется также для линеаризации нежелательных нелинейных характеристик датчиков или других узлов измерительной системы. Нелинейность датчика можно исправить с помощью схемы, состоящей из резисторов и диодов, если функция, описывающая нелинейность этой схемы будет обратной по отношению к функции нелинейности датчика (последовательная компенсация). В этом разделе мы рассмотрим несколько нелинейных схем, применяемых для измерения пикового, среднего и среднеквадратического значения электрических сигналов.

Пиковые детекторы

Пиковое значение переменного сигнала можно легко определить с помощью схемы выпрямления. На рис. 3.52 показан метод измерения пикового значения положительной полуволны переменного напряжения. Такой пиковый детектор недорог и может быть легко включен в измерительный пробник. Кабель между пробником и вольтметром постоянного напряжения передает только постоянное напряжение и поэтому емкость кабеля и входная емкость измерительной системы никакого влияния не оказывают. Следовательно, основным достоинством детектирования входного сигнала внутри пробника является увеличение входного импеданса. Пробник пикового детектора может обеспечить входной импеданс Z_i , примерно равный 1 МОм/1 пФ. Недостатком пиковых детекторов является нелинейность характеристики при малых входных сигналах, что показано на рис. 3.52(b). Это следствие «излома» вольт-амперной характеристики диода при прямом смещении. По этой причине такой пиковый детектор реально нельзя использовать при напряжениях ниже 1 В, если только шкалу вольтметра не сделать нелинейной. Однако это является не очень изящным решением.

Если входной сигнал содержит постоянную составляющую, то это также обнаруживается пиковым детектором, хотя часто неправильно. Пиковый

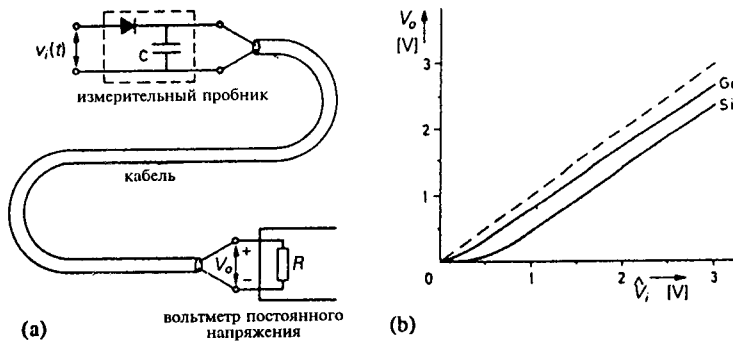


Рис. 3.52. Пиковый детектор. (а) Пиковый детектор положительных значений, использующий единственный последовательный диод. (б) Нелинейность такого пикового детектора с германиевым и кремниевым диодами.

детектор, изображенный на рис. 3.53(а), не имеет этого недостатка. Конденсатор C_k не пропускает постоянную составляющую входного сигнала. Схема другого пикового детектора, приведенная на рис. 3.53(б), содержит фактически два пиковых детектора, один для положительных пиковых значений, а другой — для отрицательных. Оба пиковых детектора, изображенных на рис. 3.53, измеряют полный размах напряжения, а не одностороннее пиковое значение.

Постоянная времени $\tau = RC$ сглаживающего фильтра (то есть RC -цепи, выделяющей постоянную составляющую выпрямленного сигнала) должна быть много больше наибольшего периода T переменного сигнала. Однако пиковый детектор должен быть способен отслеживать любое внезапное изменение амплитуды входного сигнала, и поэтому, постоянная времени не может быть больше, чем t_0 , если это характерное время изменения сигнала. Из сказанного следует условие $t_0 \gg \tau \gg T$.

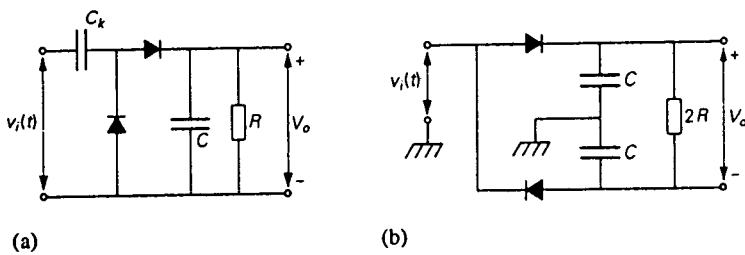


Рис. 3.53. Пиковые детекторы: (а) схема с диодами, включенными параллельно и последовательно; (б) схема с двумя последовательно включенными диодами.

Величина пульсаций напряжения V_r на выходе однополярного выпрямителя равна $V_r \approx \hat{V}T/\tau$. В случае двуполярного выпрямления эта величина уменьшается вдвое, так что $V_r \approx 0,5VT/\tau$, при условии, что $\tau \gg T$. Форму выходного напряжения можно видеть на рис. 3.54.

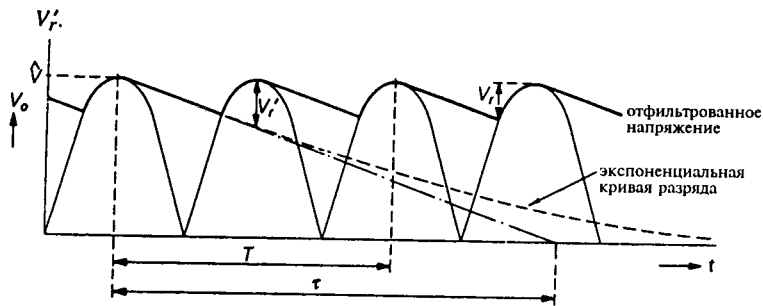


Рис. 3.54. Пульсации напряжения V_r , наложенные на выходное напряжение V_0 двуполярного выпрямителя напряжения с постоянной времени сглаживания τ . Период синусоидального сигнала равен T . Если $\tau \gg T$, то пульсации V_r будут приблизительно равными V_r' .

Применяя компенсацию, можно значительно уменьшить нелинейность пикового детектора при малых сигналах. На рис. 3.55 показан усилитель пикового значения сигнала, который преобразует пиковое значение \hat{v}_i входного переменного напряжения $v_i(t)$ в выходной сигнал $v_o(t)$, имеющий намного большее пиковое значение \hat{v}_o . Частота f_o выходного сигнала, генерируемого внутренним генератором, произвольна и постоянна. Выходной синусоидальный сигнал генератора регулируется модулятором так, чтобы амплитуда переменного сигнала на выходе была равна величине выходного сигнала усилителя постоянного тока A_0 . Усилитель A_0 усиливает разность потенциалов между выходами пиковых детекторов T_1 и T_2 . Детектор T_1 преобразует в постоянное напряжение входной сигнал, в то время как на другой детектор поступает $R_1/(R_1 + R_2)$ -ая часть переменного напряжения с выхода модулятора. Если коэффициент усиления A_0 велик, то за счет петли обратной связи выходное напряжение $v_o(t)$ будет иметь такую амплитуду, при которой выходное напряжение детектора T_2 точно компенсирует выходное напряжение детектора T_1 . Предполагая, что нелинейные характеристики обоих детекторов одинаковы (и не зависят от частоты), получим, что пиковые значения напряжений на входах детекторов T_1 и T_2 должны быть равны. Таким образом, пиковое значение \hat{v}_o выходного напряжения должно быть в $(R_1 + R_2)/R_1$ раз больше, чем пиковое значение \hat{v}_i входного напряжения. Если этот коэффициент усиления сделан достаточно большим, то пиковое значение переменного выходного сигнала будет много больше напряжения «излома» при прямом смещении диода. Поэтому такой сигнал можно легко продетектировать простым пиковым детектором. Если, например, $f_o = 100$ кГц, а $(R_1 + R_2)/R_1 = 100$, то можно получить линейный пиковый детектор с чув-

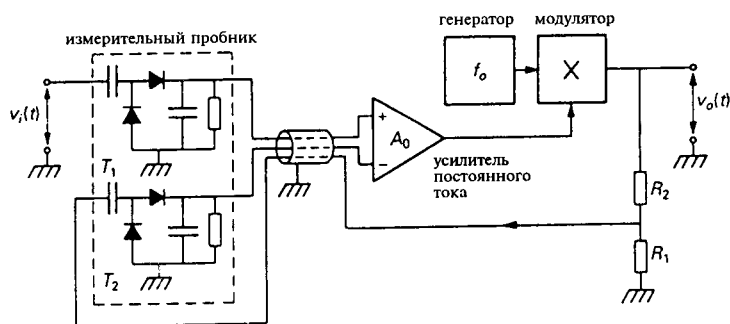


Рис. 3.55. Усилитель пикового значения. Нелинейность характеристики детектора T_1 компенсируется детектором T_2 с помощью цепи обратной связи. Коэффициент передачи определяется соотношением: $\dot{v}_o = \dot{v}_i (R_1 + R_2) / R_1$.

ствительностью на всю шкалу 10 мВ и частотным диапазоном от 100 кГц до 700 МГц, не применяя дорогих широкополосных усилителей.

Пиковый детектор — недорогой прибор для преобразования переменного напряжения в пропорциональное ему постоянное напряжение с высоким входным импедансом. По этой причине пиковые детекторы иногда используют в вольтметрах переменного напряжения. Шкалу обычно калибруют в среднеквадратических значениях, относящихся к случаю, когда входной сигнал строго синусоидален. Так, при пиковом значении сигнала, равном 1 В, вольтметр покажет $\sqrt{2}/2 \approx 0,7$ В независимо от формы входного сигнала. Следовательно, если форма сигнала не точно синусоидальная, то такой вольтметр переменного напряжения будет показывать неправильное значение. Пиковое значение сигналов, близких к синусоидальным, сильно зависит от степени искажения сигнала гармониками. На рис. 3.56 показаны два сигнала с одинаковыми среднеквадратическими значениями, но с совершенно разными пиковыми значениями. Это следствие того факта, что пиковое значение зависит не только от содержания гармоник, но также и от относительной фазы гармоник. В табл. 3.2 перечислены пиковое, среднее и среднеквадратическое значения при добавлении к сигналу второй и третьей гармоники различной величины. Здесь во всех случаях основная гармоника остается неизменной. Разность фаз между гармониками и исходным сигналом изменялась от 0° до 360° . В табл. 3.2 указаны полученные при этом минимальные и максимальные значения. Видно, что среднее (по абсолютной величине) значение переменного напряжения зависит от присутствия гармоник меньше, чем пиковое значение.

Табл. 3.2. Среднеквадратическое, среднее (по абсолютной величине) и пиковое значения сигналов, содержащих первую гармонику (100%), а также вторую или третью гармоники различной величины.

Сигнал	Среднеквадратическое значение %	Среднее значение %	Пиковое значение %
Основная гармоника	100	100	100
Присутствие:			
10% 2-ой гармоники	100,5	100,0 - 100,5	90,0 - 110,0
20% 2-ой гармоники	102,0	100,0 - 101,9	80,0 - 120,0
50% 2-ой гармоники	111,8	100,0 - 110,1	75,0 - 150,0
100% 2-ой гармоники	141,4	125,0 - 129,9	112,5 - 200,0
Присутствие:			
10% 3-ей гармоники	100,5	96,7 - 103,3	90,0 - 110,0
20% 3-ей гармоники	102,0	93,3 - 106,7	87,1 - 120,0
50% 3-ей гармоники	111,8	89,9 - 116,7	107,6 - 150,0
100% 3-ей гармоники	141,4	121,9 - 133,3	154,0 - 200,0

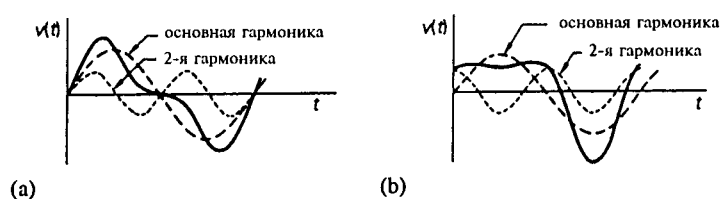


Рис. 3.56. Влияние гармонических искажений на пиковое значение сигнала. (а) Вторая гармоника в фазе с первой. (б) Между первой и второй гармониками сдвиг по фазе 90° .

Детекторы среднего значения

Когда говорят о среднем значении переменного напряжения, фактически имеют в виду среднее по абсолютной величине значение переменного напряжения или среднее значение его амплитуды. Это точно соответствует среднему значению сигнала на выходе двуполярного выпрямителя, что позволяет воспользоваться схемой, изображенной на рис. 3.57. Здесь диодный мост будет обеспечивать протекание тока через измерительный прибор всегда в одном направлении, независимо от полярности входного сигнала. Инерция подвижной катушки измерительного прибора будет препятствовать ее вибрации с той же частотой, с какой изменяется переменный ток. Катушка будет реагировать только на среднее значение тока. Если входное напряже-

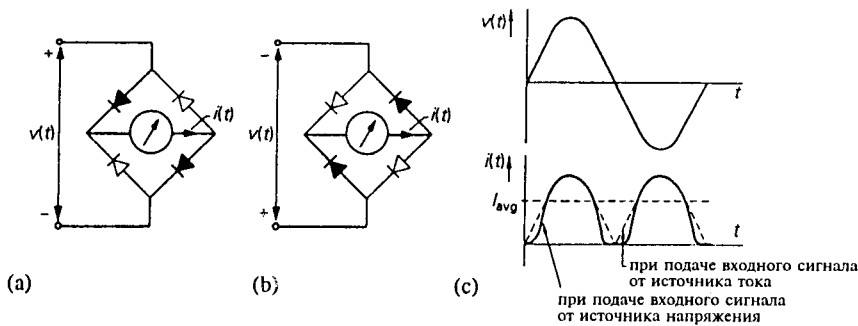


Рис. 3.57. Детектор среднего значения. (а) Путь сигнала при положительном входном напряжении. (б) Путь сигнала при отрицательном входном напряжении. (с) Форма входного напряжения $v(t)$ и результирующего тока $i(t)$ через катушку измерительного прибора.

ние подано непосредственно на вход моста, то у измерительного прибора будет мертвая зона, равная удвоенной величине напряжения «излома» при прямом напряжении на диоде ($2 \times (0,3 \div 0,8)$ В).

Отсюда следует нежелательная нелинейность характеристики: ток через измерительный прибор становится равным нулю при малых входных напряжениях. «Рабочий цикл» тока, текущего через катушку измерительного прибора, будет менее 100%, следовательно, индицируемая величина будет находиться ниже истинного значения.

Из рис. 3.57 ясно, что среднее значение входного тока можно правильно измерить диодным мостом. Поэтому диодный мост часто включают в цепь обратной связи усилителя, как показано на рис. 3.58. Если коэффициент усиления A_0 операционного усилителя достаточно велик, то напряжение на резисторе R будет приблизительно равно входному напряжению $v(t)$ и ток, текущий через R , равняется $v(t) / R$. Так как входной импеданс усилителя чрезвычайно высок, этот ток будет вынужден течь полностью через диодный мост. Тогда ток, протекающий через измерительный прибор, будет равен $i(t) = |v(t)| / R$. Вследствие инерции измерительного прибора, он покажет только среднюю величину этого тока, которая, будучи умноженной на R , даст среднее по абсолютной величине значение амплитуды входного напряжения. Таким образом, применив обратную связь, мы достигли двух целей: происходит непрерывная компенсация входного напряжения (входной импеданс высок и поэтому измеряемый объект нагружен слабо) и через диодный мост пропускается заданный ток, благодаря чему устраняется нелинейный эффект, связанный с наличием «излома» в характеристике диодов. В качестве примера приведем параметры такого электронного измерителя среднего значения с диодным мостом в цепи обратной связи: диапазон измерения $100 \text{ мкВ} \div 300 \text{ В}$ на полную шкалу, частотный диапазон $10 \text{ Гц} \div 5 \text{ МГц}$, погрешность 1%.

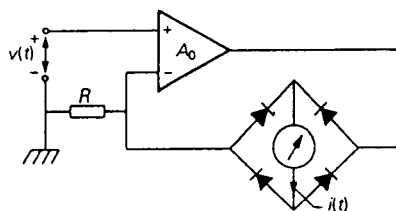


Рис. 3.58. Электронный детектор среднего значения.

Вольтметры, измеряющие среднее значение входного напряжения, иногда калибруют также в среднеквадратических значениях. Если входной сигнал строго синусоидален: $v(t) = \hat{v} \sin \omega t$, то среднеквадратическое значение равно $V_{\text{RMS}} = \sqrt{2}/2 \hat{v}$, а среднее значение равно $V_{\text{avg}} = 2\hat{v}/\pi$. Поэтому для синусоидального входного напряжения со среднеквадратическим значением 1 В такой прибор показал бы только среднее значение, равное 0,91 В. Шкалу вольтметра корректируют так, чтобы при синусоидальном входном напряжении он показывал 1 В. Если входной сигнал не строго синусоидален, то показания вольтметра будут неправильными. Однако ошибка, связанная с (небольшим) искажением входного сигнала, не настолько велика по сравнению с ошибкой, которую дает вольтметр, определяющий величину сигнала по пиковому значению. Величина ошибки, вносимой вольтметром, показывающим среднее значение, при измерении среднеквадратического значения определяется *коэффициентом формы* входного сигнала (см. чувствительность к форме сигнала в разделе 2.3.3.2).

Детекторы среднеквадратического значения

Среднеквадратическое значение является мерой, часто применяемой в качестве характеристики переменных сигналов. Эта мера используется как в случае детерминированных, так и в отношении случайных сигналов (то есть шума). Среднеквадратическое значение — это *квадратный корень из среднего значения квадрата величины*. Сначала нам следует найти значение квадрата сигнала, затем произвести усреднение (например, с помощью фильтра нижних частот) и, наконец, взять квадратный корень из полученной величины. Возведение в квадрат и извлечение корня можно осуществить с помощью схемы, содержащей диоды и резисторы, которую называют *функциональным преобразователем*. Такая схема способна реализовать нелинейное преобразование входного напряжения V_i . Выходной сигнал V_o может быть произвольной монотонной функцией V_i . Пример одной из таких диодно-резисторных схем приведен на рис. 3.59. Схемы такого типа часто применяются для коррекции нелинейных датчиков.

В предположении, что коэффициент усиления A_0 достаточно велик, ин-

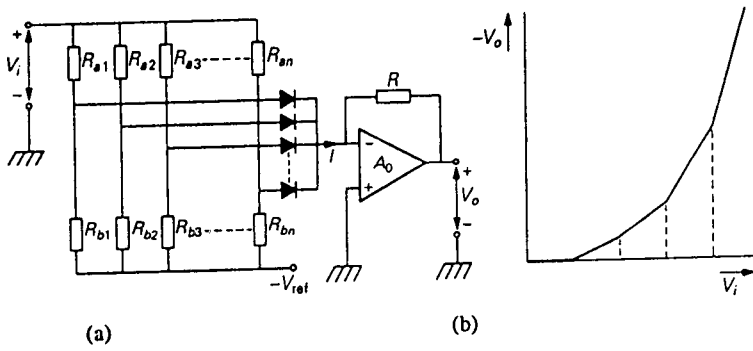


Рис. 3.59. Формирование квадрата входного напряжения V_i с помощью функционального преобразователя.

вертирующий вход усилителя будет действовать как «кажущееся заземление»; входной импеданс практически равен нулю. Входное напряжение V_i проходит через несколько параллельных ветвей аттенюаторов, образованных резисторами R_{aj} и R_{bj} (в j -й ветви). Как только выходное напряжение одного или более аттенюаторов превосходит величину 0 вольт, в цепи инвертирующего входа усилителя потечет ток I . Эта ситуация соответствует случаю, когда $V_i > V_{ref} R_{aj} / R_{bj}$. Если обозначить пороговое напряжение, при котором j -й аттенюатор начинает выдавать ток во входную цепь усилителя, через V_j , то: $V_j = V_{ref} R_{aj} / R_{bj}$. Когда проводят первые k диодов, полный ток I , текущий через виртуальное заземление, равен

$$I = \sum_{j=1}^k \frac{V_i - V_j}{R_{aj}}$$

Поскольку ток I может течь только по резистору обратной связи R , выходное напряжение равно

$$V_o = -RI = -R \sum_{j=1}^k \frac{V_i - V_j}{R_{aj}}$$

Если правильно выбрать значения V_j и R_{aj} , то зависимость выходного напряжения V_o от V_i будет приблизительно квадратичной (см. рис. 3.59(b)). Положение каждой точки излома между подинтервалами функции $V_o = f(V_i)$ зависит от сопротивлений резисторов R_{aj} и R_{bj} , а также от величины опорного напряжения V_{ref} . Так как диоды начинают проводить постепенно, связь между V_o и V_i не будет иметь изломов, а окажется слегка сглаженной. Можно также построить функциональный преобразователь для отрицательных напряжений и даже для немонотонных функций.

Кроме квадратичной функции с помощью подобного функционального преобразователя можно реализовать функцию квадратного корня. Однако,

если определять среднеквадратическое значение сигнала именно таким способом, то это будет не очень точно.

Другой метод измерения среднеквадратического значения сигнала состоит в определении количества *рассеиваемого тепла*. Этот метод используется в термовольтметре, где входной ток течет по нити накала, нагревая ее. Выделенное тепло служит непосредственной мерой среднеквадратического значения тока. Температура нити накала измеряется термопарой. Чтобы гарантировать хороший тепловой контакт, термопара прикрепляется к нити накала с помощью небольшой стеклянной бусинки, которая, кроме того, обеспечивает электрическую изоляцию между нитью и термопарой. Эта конструкция герметизируется в стеклянном вакуумном баллоне сферической формы, чтобы предотвратить потери тепла из-за конвекции. Поэтому температура нити накала может уменьшаться только из-за теплопроводности и излучения. Чтобы минимизировать влияние окружающей среды, температуру нити накала делают высокой. Однако это сказывается на прочности термоспая по отношению к перегрузкам. Кроме того, такой термоспай имеет исключительно малый КПД (малым является отношение выходной мощности к входной) — около 0,1%. Кроме того он медленно реагирует на изменение измеряемой величины (1 — 2 с). Чувствительность термоспая можно легко откалибровать по точно известному постоянному току.

Термоспай можно применять до частот порядка 60 МГц. При более высоких частотах на работу будут влиять различные паразитные эффекты (такие, как индуктивность резистивной нити накала, емкость между нитью накала и термопарой и т. д.). Погрешность в пределах частотного диапазона от 10 Гц до 60 МГц составляет менее 1%, а в частотном диапазоне от 30 Гц до 10 МГц она может быть даже меньше, чем 0,1%.

Среднеквадратическое значение переменного напряжения можно измерить точно, используя два идентичных термоспая в схеме, где осуществляется компенсация выходного напряжения, как это показано на рис. 3.60(б). В усилителе с обратной связью S входное напряжение V_{RMS} преобразуется в выходной ток I_{RMS} .

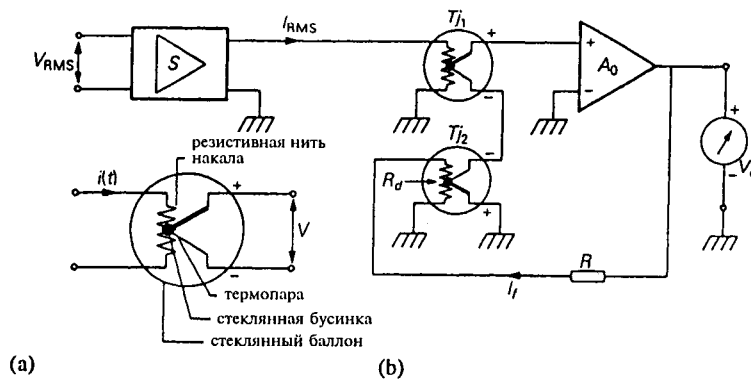


Рис. 3.60. (а) Термоспай. (б) Электронный измеритель среднеквадратического значения сигнала.

Этот усилитель должен иметь очень точный коэффициент передачи S такой, чтобы термоэдс, возникающая в термоспае T_{j1} была истинной мерой среднеквадратического значения входного напряжения. Второй термоспай T_{j2} , по которому течет постоянный ток I_p , включен последовательно с T_{j1} . Выходные напряжения термоспаев имеют противоположную полярность, так что напряжение на входе усилителя постоянного тока A_0 равно разности этих двух напряжений. Если коэффициент усиления этого усилителя достаточно велик, то при сравнительно большом выходном напряжении V_o разность напряжений двух термоспаев окажется равной нулю. Тогда $V_o/R = I_f = \alpha I_{RMS}$. Поэтому V_o является мерой среднеквадратического значения входного напряжения. Точность этого электронного измерителя среднеквадратического значения следует из выражения:

$$V_o = I_f R = \alpha I_{RMS} R = \alpha S V_{RMS} R.$$

Здесь мы предположили, что сопротивление R много больше, чем сопротивление R_d термоспая T_{j2} . Коэффициент α служит критерием согласованности термоспаев T_{j1} и T_{j2} ($\alpha \approx 1$). Величина S является коэффициентом передачи входного каскада: $S = I_{RMS}/V_{RMS}$. Приведенное выражение для V_o показывает, что абсолютные значения параметров термоспаев T_{j1} и T_{j2} не имеют решающего значения; важно только насколько хорошо они согласованы.

В настоящее время термоспаи заменяют твердотельными интегральными схемами. Они состоят из дифференциального усилителя и пары резисторов. Оба резистора расположены очень близко к переходам база-эмиттер двух входных транзисторов дифференциального усилителя. По одному из резисторов течет ток I_p в то время как по другому течет измеряемый ток высокой частоты I_{RMS} . Любое неравенство температур резисторов вызовет появление напряжения смещения в дифференциальном усилителе. Если дифференциальная пара входных транзисторов входит в состав операционного усилителя A_0 , то T_{j1} , T_{j2} и A_0 на рис. 3.60(b) можно заменить одной интегральной схемой. Измеритель среднеквадратического значения такого типа будет хорошо работать на частотах значительно выше 100 МГц, так как паразитные импедансы гораздо меньше из-за крошечных размеров схемы.

Для измерения среднеквадратических значений шума и сигналов с малым коэффициентом заполнения мы должны знать условия насыщения усилителя S . Хотя среднеквадратическое значение шумового напряжения или импульсного напряжения может быть малым, у них все же могут быть очень большими пиковые значения. Если такие сигналы измеряются электронными измерительными системами, то может случиться так, что в то время, когда усилитель уже находится в насыщении, считываемое (среднеквадратическое) значение все еще мало. В этих измерениях важен так называемый коэффициент амплитуды. Он равен отношению пикового значения сигнала к его среднеквадратическому значению. Обычно для электронных измерителей среднеквадратического значения допустимы сигналы с коэффициентом амплитуды вплоть до 10.

3.3.6 Цифро-аналоговое и аналого-цифровое преобразование

Сигнал, величина которого зависит от времени, называется *динамическим сигналом*. Динамический сигнал можно описать как функцию времени. Если функция определена для всех точек на временной оси (на определенном конечном интервале времени), то мы говорим, что это *непрерывный во времени* сигнал. Если сигнал, а значит и функция, могут принимать любое значение в пределах некоторого интервала значений, то такой сигнал называют сигналом с *непрерывным множеством значений*. Почти все сигналы, возникающие в макроскопических физических процессах, являются одновременно и непрерывными во времени и имеющими непрерывное множество значений. Такие непрерывные сигналы, изменяющиеся по мере того, как происходят изменения в (непрерывных) физических процессах, называют *аналоговыми сигналами*.

Существуют также *дискретные во времени* сигналы. Значение такого сигнала известно только в определенные дискретные моменты времени и им можно воспользоваться только в эти моменты времени. Дискретный во времени сигнал можно рассматривать как результат *взятия выборок* непрерывного во времени сигнала (см. параграф 2.2).

Точно так же и величина сигнала может принимать только некоторые дискретные значения. Тогда сигнал называют *дискретным по величине* сигналом. Такой сигнал может принимать только конечное число значений между заданным верхним и нижним пределами. Процесс преобразования сигнала с непрерывным множеством значений в сигнал с дискретными значениями называется *квантованием* и реализуется с помощью аналого-цифрового преобразователя. Некоторые из таких преобразователей действуют мгновенно. Тогда непрерывность во времени сохраняется даже для сигналов с дискретными значениями. Однако большинство аналого-цифровых преобразователей действуют не мгновенно, поскольку процедура преобразования требует некоторого времени. Следующее преобразование в последовательности преобразований возможно только тогда, когда выполнено предыдущее. В таких преобразователях должно производиться взятие выборки сигнала, поэтому свойство непрерывности во времени теряется. Сигналы, дискретные по величине и во времени, мы будем называть *цифровыми сигналами* (от лат. *digitus* — палец).

Прежде чем мы сможем продолжить обсуждение преобразования сигналов, нам следует сначала рассмотреть числовое представление цифрового сигнала, о котором идет речь. Число N представляется набором символов, расположенных в определенном порядке:

$$N = (a_n a_{n-1} \dots a_1 a_0, a_{-1} \dots a_{-m}).$$

В этом выражении n и m — целые числа. Когда мы выбираем ту или иную форму числового представления, это означает, что

$$N = a_n r^n + a_{n-1} r^{n-1} + \dots + a_1 r^1 + a_0 r^0 + a_{-1} r^{-1} + \dots + a_{-m} r^{-m},$$

где r — основание системы счисления; r — целое число больше единицы. Коэффициенты a_i — целые числа, удовлетворяющие условию: $0 \leq a_i \leq r - 1$.

Распространенными представлениями чисел являются системы счисления с основанием 10 (десятичная система), с основанием 8 (восьмеричная система), с основанием 3 (троичная система) и с основанием 2 (двоичная система). Например, в десятичной системе счисления число 701,43 означает $7 \times 10^2 + 0 \times 10^1 + 1 \times 10^0 + 4 \times 10^{-1} + 3 \times 10^{-2}$. В двоичной системе счисления число $1011,01 = 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 + 0 \times 2^{-1} + 1 \times 2^{-2}$, которое в десятичной системе счисления равно 11,25.

В десятичной системе ($r = 10$) коэффициенты a_i называются десятичными цифрами, а в двоичной системе ($r = 2$) — двоичными цифрами или обычно короче: битами. Первый бит a_n является старшим значащим разрядом, а последний бит, имеющий наименьшее значение, является младшим значащим разрядом. Обычно цифровой сигнал бывает представлен в виде последовательности двоичных цифр; то есть является двоичным сигналом. В таких сигналах два различных уровня сигнала часто обозначают как «0» и «1». Величина «0» обычно соответствует меньшей величине сигнала, а «1» — большей величине сигнала.

Предпочтение, отдаваемое двоичной системе, является следствием того факта, что многие простые электронные, гидравлические и другие системы имеют два устойчивых состояния, как у выключателя (замкнуто или разомкнуто), реле, триггера, ферритового сердечника памяти (два направления намагничивания). Поэтому в компьютерах также применяют двоичную систему счисления. Для того, чтобы компьютеры могли работать с аналоговыми величинами, эти величины необходимо преобразовать в поток битов с помощью аналого-цифровых преобразователей. Конечно, когда результат вычисления должен быть доступен в аналоговой форме, например, при управлении процессом с помощью аналогового воздействия, например, с помощью тока, требуется и обратная операция.

Наблюдатель, считывающий положение стрелки, помещенной перед шкалой, фактически также выполняет функцию аналого-цифрового преобразователя: аналоговому отклонению стрелки приписывается дискретная величина.

Цифро-аналоговое преобразование

Цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) отображает цифровой сигнал в аналоговый. Ради простоты, мы рассмотрим ниже только аналоговые напряжения. Цифровой сигнал, представленный $n + 1$ битами параллельно, в некоторый фиксированный момент времени, имеет величину

$$D = (a_n a_{n-1} \dots a_1 a_0).$$

Если пока не рассматривать дробные числа и числа со знаком, то цифро-аналоговое преобразование описывается следующим простым соотношением:

$$V_A = V_0 D = V_0 \sum_{i=0}^n a_i 2^i,$$

где V_0 — малое фиксированное приращение напряжения, а V_A — аналоговое напряжение на выходе ЦАП. График, характеризующий передаточную характеристику ЦАП, приведен на рис. 3.61(а). D может принимать только конечное число дискретных значений. Минимальный шаг, с которым может увеличиваться V_A , равен точно V_0 .

На рис. 3.63(б) показана простая реализация ЦАП. Цифровой вход D состоит из всех битов a_i ($i = 0, 1, \dots, n$). Если $a_i = 1$, то соответствующий переключатель a_i подключен к отрицательному опорному напряжению $-V_R$; если же $a_i = 0$, то переключатель подключен к земле. Так как коэффициент усиления операционного усилителя без обратной связи A_0 очень велик, в узле S реализуется состояние виртуального замыкания. Ток во входной цепи этого усилителя, преобразующего ток в напряжение, равен сумме токов, протекающих по всем резисторам R_i , для которых $a_i = 1$. Этот ток равен

$$I = - \sum_{i=0}^n \frac{a_i V_R}{R_i}.$$

Следовательно, аналоговое выходное напряжение равно $V_A = -IR_f$. Для того, чтобы выполнялось равенство: $V_A = V_0 D$, мы выбираем сопротивление резистора R_i вдвое больше сопротивления последующего резистора R_{i+1} . Так, если $R_0 = R$, то $R_1 = R/2$, $R_2 = R/4$ и $R_i = 2^{-i} R$. Тогда для V_A находим:

$$V_A = \frac{V_R R_f}{R} \sum_{i=0}^n a_i 2^i = V_0 \sum_{i=0}^n a_i 2^i.$$

У преобразователя с 11-битовым входом $n = 10$. При $V_R = 5$ В, $R_f = 1$ кОм и $R_0 = R = 1$ МОм наименьший шаг приращения напряжения $V_0 = 5$ мВ. Наименьшее сопротивление имеет резистор R_{10} ; оно соответствует старшему

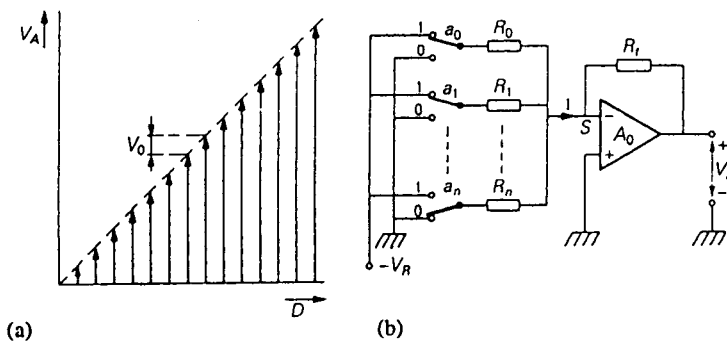


Рис. 3.61. (а) Передаточная характеристика ЦАП. (б) Реализация ЦАП, в котором сопротивление каждого резистора R_i соответствует весу двоичной цифры или бита.

разряду a_{10} и должно быть в 2^{10} раз меньше, чем сопротивление резистора R_0 , то есть $R_{10} = 1 / 1024$ МОм. (Здесь следует иметь в виду, что i — это нижний индекс в обозначении отдельных разрядов a_i : $i = 0, 1, 2, \dots, n$. Так что всего имеется $n + 1$ бит!)

Основной недостаток такого ЦАП состоит в том, что соотношение между наибольшим сопротивлением (R_0) и наименьшим (R_n) становится слишком большим с практической точки зрения, когда число бит велико. При $n + 1$ битах это отношение равно $R_0/R_n = 2^n$. Когда размеры резисторов малы (например, при изготовлении их методом тонкопленочной технологии), трудно точно обеспечить требуемую величину сопротивления в таком широком диапазоне значений. Резисторы с наименьшими сопротивлениями R_n, R_{n-1} , которые соответствуют битам с наибольшим весом a_n, a_{n-1} , должны быть определены особенно точно по отношению к резистору обратной связи R_f .

Разрешающая способность ЦАП равна отношению максимального выходного напряжения к шагу приращения напряжения V_0 . Таким образом, разрешение r равно:

$$r = \sum_{i=0}^n 2^i = 2^{n+1} - 1.$$

Очевидно, что разрешение ЦАП должно быть достаточно высоким, чтобы обеспечить требования, предъявляемые к точности измерительной системы. Если бы сопротивления всех резисторов ЦАП были выдержаны с исключительно высокой точностью, но разрешающая способность была бы низкой, то точность ЦАП полностью определялась бы большой ошибкой квантования, как следствие низкого разрешения. Если допустимую относительную погрешность значения $V_A = V_0 D$ обозначить через ε , то разрешающая способность должна удовлетворять неравенству: $r \geq 1/\varepsilon$.

Погрешность ЦАП, изображенного на рис. 3.61(b), с указанными выше сопротивлениями резисторов может достигать приблизительно 10^{-3} . Это требует разрешения 10^3 , то есть по крайней мере 10 битов, поскольку $2^{10} - 1 = 1023$.

На рис. 3.62 приведена схема ЦАП, в которой используются резисторы только двух различных номиналов. Схема состоит из резисторной матрицы и усилителя, преобразующего ток в напряжение. Очевидно, что сопротивление участка матрицы вправо от узлов $0, 1, 2, \dots, n$ остается одним и тем же (равным $2R$), независимо от номера узла, так как потенциал в точке переключения всегда равен потенциалу земли (независимо от того, установлено $a_i = 0$ или $a_i = 1$). Как следствие, ток в каждом узле $0, 1, 2, \dots, n$ будет делиться поровну между равным $2R$ сопротивлением вправо от узла и резистором с сопротивлением $2R$, подключенным к переключателю. Ток, текущий от источника опорного напряжения V_R к n -му узлу равен $-V_R/R$. В этой точке он делится поровну на два тока величиной $-V_R/2R$, причем один из них течет через переключатель, положение которого определяется значением бита a_n , а другой — в остальную часть матрицы вправо от этого узла. Этот процесс повторяется в $(n - 1)$ -м узле, так что ток через резистор и переключатель, относящийся к биту a_{n-1} , становится равным $-V_R/4R$ и т. д. Эти токи сумми-

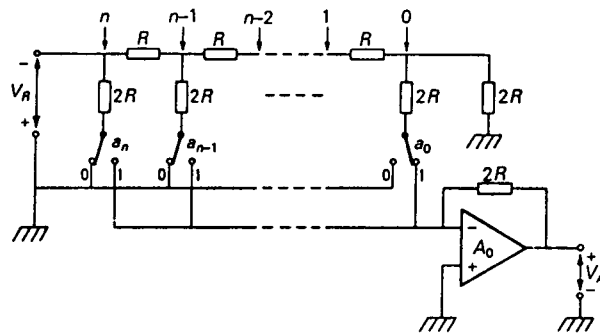


Рис. 3.62. Цифро-аналоговое преобразование, с использованием резисторной матрицы.

руются на виртуально заземленном входе операционного усилителя. Ток, соответствующий младшему разряду a_0 , равен $-V_R/2^{n+1}R$, и им определяется минимально возможный шаг напряжения V_0 на выходе. Для этого минимального шага получаем: $V_0 = V_R/2^n$; следовательно, функция передачи ЦАП в целом равна:

$$V_R = -2R \sum_{i=0}^n \frac{-a_i V_R}{2R 2^{n-i}} = V_0 \sum_{i=0}^n a_i 2^i.$$

В этой схеме требуется, чтобы *отношение* сопротивлений резисторов R и $2R$ резисторной матрицы, относящихся к старшим битам a_n, a_{n-1}, \dots , к сопротивлению резистора обратной связи $2R$ выдерживалось точно. Так как здесь используются только два номинала резисторов, у такого ЦАП точность может быть гораздо большей, чем в предыдущем случае. Достижима погрешность ниже 10^{-4} . Хотя в этом случае нам необходимо обеспечить, по крайней мере, 14-битное разрешение, так как $2^{14} = 16384$.

Аналого-цифровое преобразование

Математически аналого-цифровое преобразование описывается так:

$$D = \sum_{i=0}^n a_i 2^i = \frac{V_A}{V_0} + Q.$$

Здесь V_A — преобразуемое входное напряжение, V_0 — минимально различимый шаг напряжения и Q — остаток, который возникает из-за ошибки

квантования. Задача аналого-цифрового преобразователя (АЦП) состоит в том, чтобы найти такие значения битов a_i , при которых ошибка квантования Q минимальна. Очевидно, следует ожидать, что ошибка квантования всегда не равна нулю: напряжение V_A представляет собой сигнал с непрерывным множеством значений, в то время как D может принимать только дискретные значения (см. рис. 3.63(a)).

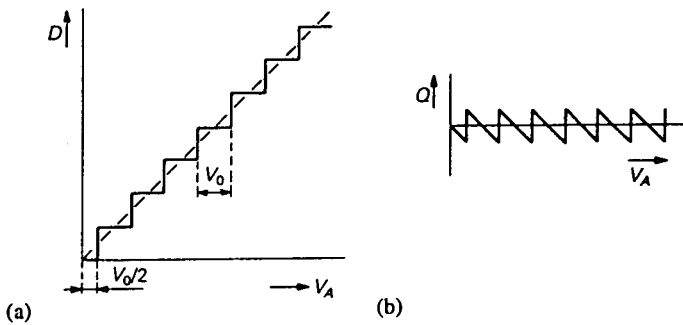


Рис. 3.63. (a) Передаточная характеристика АЦП. (b) Ошибка квантования Q , которой всегда сопровождается аналого-цифровое преобразование.

Наиболее точные АЦП реализуются с применением метода автоматической компенсации (см. раздел 3.3.2). Они могут быть выполнены с включением ЦАП в цепь обратной связи так, чтобы выходное напряжение ЦАП компенсировало входное напряжение V_A . Если входное напряжение компенсируется непрерывно, то такой АЦП называют *следящим АЦП* (см. рис. 3.64(a)).

Входное напряжение можно компенсировать только в заданные дискрет-

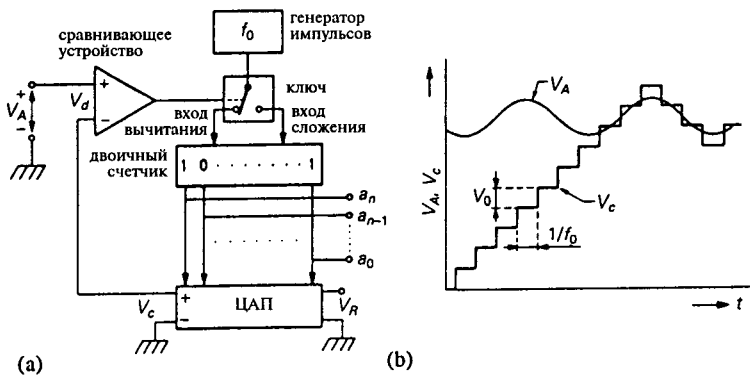


Рис. 3.64. (a) Пример следящего АЦП. (b) Компенсирующее напряжение V_c как функция времени сразу после включения.

ные моменты времени. АЦП такого типа берет выборки входного сигнала. Момент взятия выборки обычно задается импульсом запуска преобразования. Примером такого АЦП является *АЦП последовательного приближения*.

Рассмотрим более подробно следящий АЦП. Предположим, что (двоичный) счетчик на рис. 3.64(а) устанавливается в нулевое состояние в момент включения АЦП, при этом напряжение V_c на выходе ЦАП будет равно нулю. Поэтому на входе компаратора, сравнивающего V_c и V_A , возникнет положительная разность напряжений $V_d = V_A - V_c$. Выходной сигнал компаратора переключит счетчик в режим сложения, в котором содержание счетчика увеличивается с частотой импульсов генератора. Напряжение V_c будет нарастать ступеньками. Ширина этих ступенек по времени равна периоду следования импульсов, поступающих от генератора. В некоторой точке напряжение V_c превысит входное напряжение V_A . Тогда V_d станет отрицательным, выходной сигнал компаратора изменится, и счетчик начнет считать в сторону убывания. Поэтому V_c уменьшается, а V_d становится положительным и т. д. В результате напряжение V_c будет пошагово изменяться около значения V_A . Величина результирующей ошибки квантования зависит от разрешающей способности внутреннего ЦАП. Цифровой сигнал на выходе $D = a_n a_{n-1} a_0$ равен содержимому счетчика, которое определяет значение двоичных сигналов на входах ЦАП.

Следящий АЦП способен относительно быстро следить за малыми изменениями во входном сигнале. Если однако, во входном сигнале имеются большие по величине изменения напряжения, то АЦП уже не сможет отследить его немедленно, так как он может приближаться к новому значению V_A лишь постепенно, проходя через большое число ступенек небольшой постоянной величины (по лестничной функции). Время, необходимое для достижения нового значения V_A зависит не только от величины скачка ΔV_A входного напряжения, но также от величины элементарного шага V_0 и частоты f_0 генератора импульсов (см. рис. 3.64(b)). Время преобразования в этом случае равно:

$$t_c = \frac{\Delta V_A}{f_0 V_0} = \frac{r \Delta V_A}{f_0 V_{\max}},$$

поскольку разрешение r равно максимальному входному напряжению V_{\max} , которое может быть скомпенсировано АЦП, деленному на напряжение единичной элементарной ступеньки V_0 . Когда скачок входного напряжения $\Delta V_A = V_{\max}$, следящий АЦП работает медленнее всего, то есть время преобразования самое большое. Если рассмотрим 12-разрядный АЦП с тактовой частотой $f_0 = 200$ кГц, то получим разрешение $r = 2^{12}$ и $t_c = 20,48$ мс при $\Delta V_A = V_{\max}$.

АЦП последовательного приближения также основан на последовательном сравнении аналогового входного сигнала V_A с компенсирующим выходным напряжением V_c , создаваемым ЦАП. После каждого сравнения, выполненного в фиксированный момент времени, выходной сигнал ЦАП подстраивается так, чтобы более точно приблизиться к входному напряжению. Детали этого процесса последовательного приближения показаны на при-

мере, приведенном на рис. 3.65. В определенный момент на АЦП поступает импульс запуска. Величина входного напряжения V_A на этот момент времени зафиксирована так называемым *устройством выборки и хранения*. Это делается для того, чтобы устранить ошибки вследствие изменений V_A во время преобразования. Обозначим выборку входного напряжения через V'_A . При первом сравнении V'_A и V_c выносится решение о том, что значение V'_A больше или меньше половины полного значения V_{\max} . В рассматриваемом примере результатом является вывод «больше чем» и поэтому старший разряд a_n устанавливается равным 1. На следующем шаге спустя фиксированный интервал времени, V'_A сравнивается со значением $3/4$ от V_{\max} . В нашем примере результат снова «больше чем», поэтому $a_{n-1} = 1$. Таким образом, при i -ом сравнении компенсирующее напряжение V_c изменяется на величину, равную $2^{-i} V_{\max}$. Если результат предыдущего сравнения устанавливает соответствующий бит равным 1, то очередное изменение производится в положительную сторону, если же бит устанавливается равным 0, то очередное изменение производится в отрицательную сторону. Если требуемое разрешение равно r , то необходимо выполнить $r = n + 1$ сравнений, чтобы приблизить V_c к V'_A с точностью $\pm 2^{-r} V_{\max}$ вольт.

После этих $n + 1$ сравнений преобразование закончено, и АЦП ждет нового запуска. Время преобразования здесь фиксировано и равно $t_c = (n + 1) / f_0$, где f_0 — число сравнений в секунду.

При $f_0 = 200$ кГц и $r = 12$ бит, время преобразования t_c равно 60 мкс. Заметим, что эта величина не зависит от скачка входного напряжения. Поэтому для сигналов с большими скачкообразными изменениями, АЦП последовательного приближения быстрее, чем следящий АЦП. Если сигнал изменяется только плавно, то быстрее будет следящий АЦП.

Рассмотрим работу схемы, реализующей принцип последовательного приближения, воспользовавшись рис. 3.66 и 3.67. На этих рисунках схематически изображены АЦП без внутренней обратной связи, о которых шла речь в предыдущих примерах; здесь обсуждаются только АЦП с разомкнутой обратной связью. На рис. 3.66 показан один из таких АЦП без обратной связи.

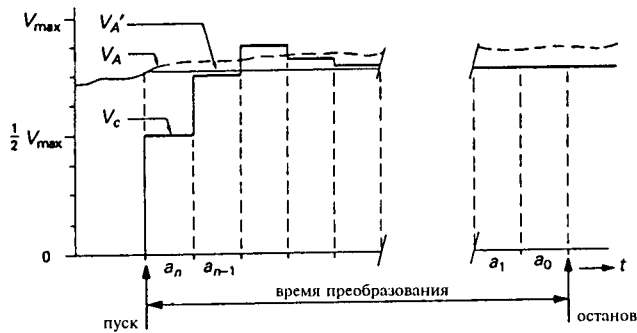


Рис. 3.65. Процесс компенсации в АЦП последовательного приближения.

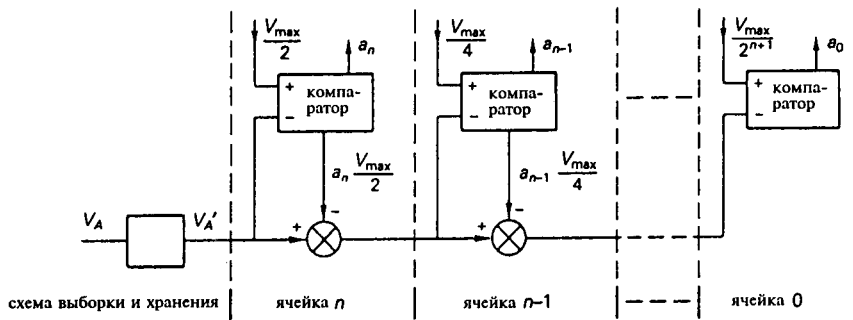


Рис. 3.66. АЦП последовательного приближения без обратной связи, с уменьшением вдвое опорного напряжения в каждой следующей ячейке.

Входное напряжение V_A зафиксировано устройством выборки и хранения на время, в течение которого выбранное значение преобразуется в цифру на выходе. Напряжение V_A' сравнивается с половиной всей шкалы V_{\max} , и находится значение бита a_n . Если $a_n = 1$, то напряжение, равное $V_{\max}/2$, вычитается из V_A' , а если $a_n = 0$, то V_A' передается в следующую ячейку без изменения. Результат, полученный в первой ячейке, передается в следующую ячейку. Здесь он сравнивается с $V_{\max}/4$ и определяется значение бита a_{n-1} . Эта процедура продолжается до тех пор, пока не будут определены все $n + 1$ битов. Все $n + 1$ ячейки одинаковы; различаются только опорные напряжения, которые уменьшаются вдвое в каждой следующей ячейке. Поэтому уровень напряжения, с которым производится сравнение, постепенно становится меньше. Это сопровождается усложнением проблем, связанных с дрейфом, шумом и т. д.

По этой причине более предпочтительным является другой метод преобразования, основанный на удвоении измеряемого напряжения, который лучше предыдущего. Схематически такой АЦП изображен на рис. 3.67. Первая ячейка, в которой вычисляется бит a_n , работает точно так же, как в первом случае. Однако теперь остающееся напряжение усиливается в 2 раза, а опорное напряжение величиной $V_{\max}/2$ остается одним и тем же для всех ячеек. Это означает, что компараторы работают приблизительно с одинаковыми уровнями напряжения во всех $n + 1$ ячейках. Часто вместо $n + 1$ одинаковых ячеек используют единственную ячейку с двумя аналоговыми (емкостными) элементами памяти. На одном из конденсаторов запоминается и хранится выборка входного напряжения данной ячейки преобразователя, а на другом конденсаторе запоминается разностное напряжение (выходное напряжение этой ячейки). Осуществляя с помощью переключателей обмен содержимым между этими двумя элементами памяти, можно одну и ту же ячейку использовать последовательно $n + 1$ раз. Такой метод называется «рециркуляцией остатка».

Во все большем и большем числе приложений требуются быстродействующие АЦП. Самый быстрый из возможных методов преобразования пред-

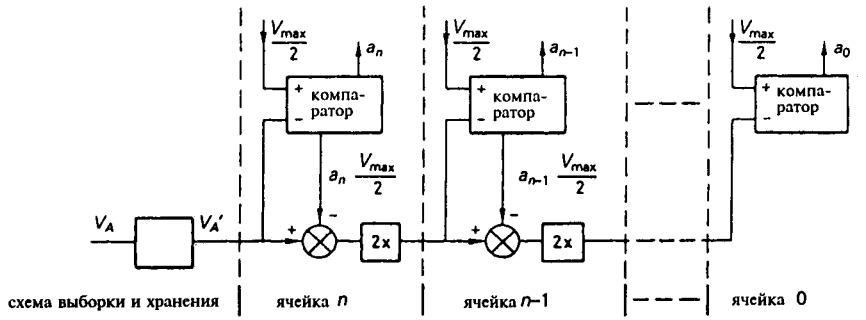


Рис. 3.67. АЦП последовательного приближения без обратной связи с удвоением (остаточного) напряжения и постоянным опорным напряжением $V_{\max}/2$.

ставлен на рис. 3.68. Входное напряжение V_A сравнивается одновременно с большим числом различных опорных напряжений. Логическая схема преобразует выходные сигналы компараторов в двоичное представление числа $D = (a_n a_{n-1} a_0)$. Очевидно, что для $(n + 1)$ -битового преобразования в таком «мгновенном» преобразователе требуется $2^{n+1} - 1$ компараторов. Этот метод быстрый, но и очень дорогой. Простой подсчет показывает, что для 8-битового преобразования требуется не менее 255 компараторов. Поэтому для того, чтобы сохранить число компараторов в разумных пределах, часто вместо рассмотренной схемы применяют схему, изображенную на рис. 3.69. Основная идея проста. 8-битовый преобразователь разбивается на два 4-битовых «мгновенных» преобразователя, каждый из которых содержит лишь по 15 компараторов. Верхний на рис. 3.69 АЦП обеспечивает только грубое преобразование, дающее 4 старших бита. Напряжение с выхода ЦАП, соответствующее этим 4 битам, вычитается из напряжения выборки входного сиг-

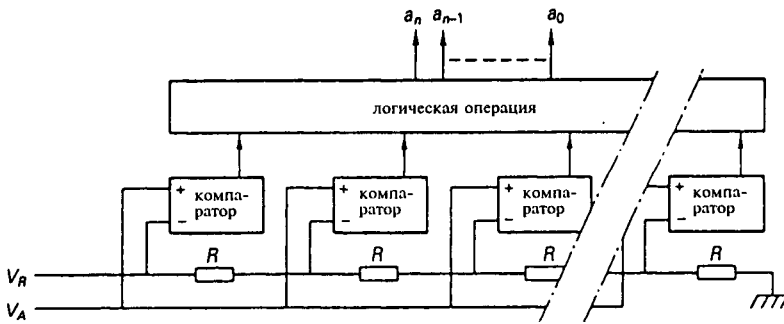


Рис. 3.68. Схема так называемого «мгновенного» АЦП (параллельный преобразователь).

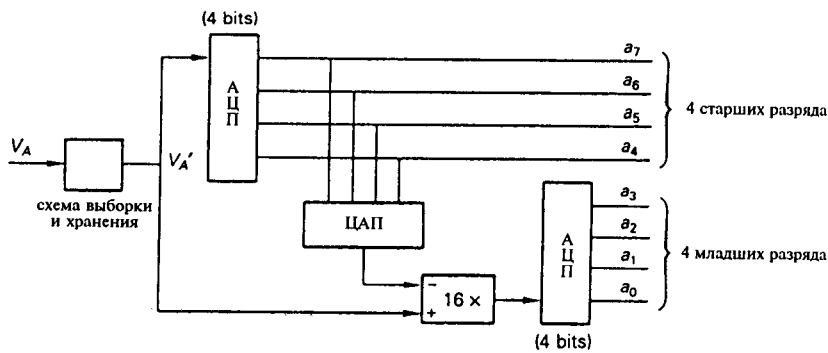


Рис. 3.69. Принцип действия так называемого «двухступенчатого» или «конвейерного» АЦП.

нала V_A' . Напряжение разности, представляющее собой большую ошибку квантования в первом АЦП, усиливается в $2^4 = 16$ раз и поступает на вход другого АЦП, аналогичного первому. Этот второй АЦП формирует 4 младших разряда 8-битового преобразования. Объем такого АЦП значительно сокращен по сравнению с полным «мгновенным» преобразователем (от 255 до 2×15 компараторов) за счет уменьшения скорости преобразования.

Мы рассмотрели только самые важные типы ЦАП и АЦП. Существует гораздо большее число различных методов аналого-цифрового преобразования. В параграфе 4.3 мы рассмотрим несколько вариантов *интегрирующих аналого-цифровых преобразователей*, поскольку они часто применяются в цифровых вольтметрах, главным образом, потому, что обеспечивают хорошее подавление помехи в виде фона, возникающего в линии.

Как было объяснено (см. рис.3.63), у АЦП возникают ошибки квантования, присущие всем преобразователям сигнала с конечным разрешением по амплитуде. Однако имеются и другие ошибки, которые также следует принимать во внимание.

Рис. 3.70 служит иллюстрацией двух типов ошибок, а также влияния, которое они оказывают на результирующую ошибку E . На рис. 3.70(а) показан вид передаточной характеристики АЦП со смещением нуля. Эта ошибка обусловлена напряжениями смещения и токами смещения операционных усилителей, применяемых в преобразователях. Результирующая полная ошибка E включает в себя ошибки квантования и смещения.

Другая разновидность ошибки, показанная на рис. 3.70(с), проявляется в том случае, когда чувствительность АЦП, например, слишком велика. Самыми нежелательными ошибками в АЦП являются ошибки, вызываемые нелинейностью. Некоторые виды таких ошибок показаны на рис. 3.71. Нелинейности, изображенные на рис. 3.71(а) и (b), возникают из-за отклонения от номинальных значений сопротивлений резисторов, определяющих вклад различных битов в результирующую величину на выходе ЦАП. Очень опасный вид нелинейности показан на рис. 3.71(с) и (d). Здесь отклонение со-

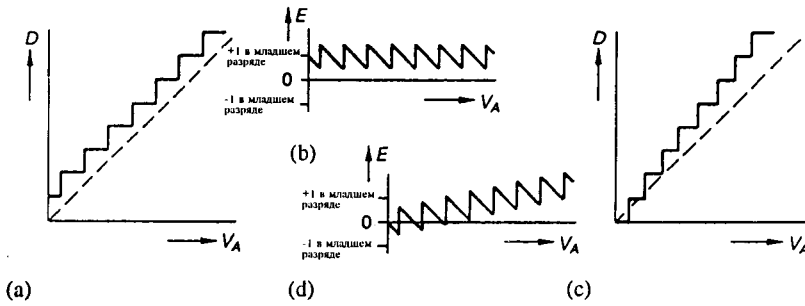


Рис. 3.70. (a) Передаточная характеристика АЦП с ошибкой смещения. (b) Эквивалентная ошибка цифрового выхода E в таком АЦП как функция входного напряжения V_A . (c) Передаточная характеристика АЦП с ошибкой в чувствительности или в масштабном множителе. (d) Ошибка цифрового выхода E в таком АЦП в зависимости от входного напряжения V_A .

противлений резисторов настолько велико (или один из переключателей не срабатывает), что одно или несколько возможных значений сигнала на цифровом выходе оказываются совсем пропущенными. Иногда такую ошибку называют «пропуском бита». Как показано в верхней части характеристики на рис. 3.71(с), подобного рода ошибки могут происходить из-за так называемой погрешности в монотонности. Такая ошибка особенно опасна в системах с обратной связью. Сначала с ростом V_A увеличивается также и D , но в некоторой точке вблизи ошибки в монотонности D начинает уменьшаться. В результате этого изменяется полярность обратной связи (происходит сдвиг по фазе на 180°), переводя отрицательную обратную связь в положительную. Такого рода чрезмерная нелинейность может вызвать неустойчивость систем с автоматическим управлением.

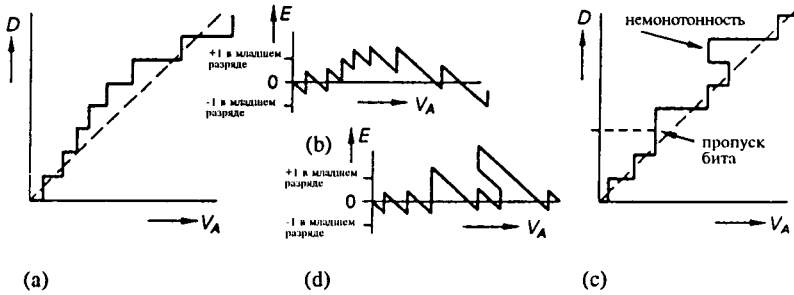


Рис. 3.71. (a) АЦП с нелинейной передаточной характеристикой. (b) Соответствующая ошибка цифрового выхода E . (c) АЦП с пропуском бита и немонотонностью передаточной характеристики. (d) Ошибка на выходе такого АЦП.

3.4 Устройства индикации в измерительных системах

С помощью (измерительных) устройств индикации результаты измерений бывают представлены человеку-наблюдателю. Люди могут воспринимать информацию только посредством своих органов чувств. Они плохо приспособлены к непосредственному наблюдению электрических сигналов со сколько-нибудь приемлемой точностью, не говоря уже о быстро меняющихся электрических сигналах. Поэтому для представления информации об измерении нам нужны устройства, способные преобразовывать электрические сигналы в сигналы, которые можно наблюдать объективно. Обычно единственным из чувств человека, используемым для целей измерения, является зрение, так как оно позволяет легко и правильно обрабатывать сравнительно большое количество информации. Правда, иногда для обнаружения сигналов, сопровождающих измерения, используется слух, как это бывает в отношении сигналов предупреждения, тревоги и т. д. Раньше на слух иногда воспринимали результат действия нуль-детектора. Иногда балансировку моста производят с помощью наушников.

Устройства, осуществляющие преобразование электрических сигналов в визуальные, называются *устройствами индикации или дисплеями*.

Как мы видели в разделе 2.3.3.4, различают *аналоговые или непрерывные устройства индикации* и *цифровые или дискретные устройства индикации*. Как правило, результатом действия дискретных устройств индикации являются цифры, так что измеренная величина оказывается представленной в виде числа. Однако это не всегда обязательно так; примером может служить устройство «годен - не годен», применяемое на поточной линии для контроля качества продукции. Чем большее число различных состояний возможно у дискретного устройства индикации, тем лучше его разрешение и тем большие детали содержит представляемый им результат.

В дальнейшем мы ограничимся, главным образом, аналоговыми устройствами индикации. Большинство визуальных аналоговых устройств индикации являются либо электромеханическими, либо электрооптическими приборами. В *электромеханических устройствах индикации* электрический сигнал преобразуется в пропорциональный ему аналоговый механический сигнал. Обычно этот механический сигнал выражается линейным перемещением или вращением подвижной механической системы (стрелки) по отношению к фиксированной шкале. Подобные электромеханические устройства индикации чаще всего называют «стрелочными приборами».

В отличие от механических устройств индикации, которым необходимо освещение извне, чтобы их показания можно было считать, в электрооптических устройствах индикации электрический сигнал преобразуется в (видимый) световой сигнал. Примерами электрооптических преобразователей являются электронно-лучевая трубка осциллографа и разнообразные дисплеи на светодиодах.

3.4.1 Электромеханические устройства индикации

В разделе 2.3.3.2 было показано, что уравнение движения электромеханического устройства индикации или «стрелочного прибора», преобразующего электрический сигнал в пропорциональный ему механический поворот, имеет вид:

$$M_d = M_r = M_{da} + M_i,$$

где M_d — возбуждающий момент, действующий на вращающуюся часть системы и стрелку прибора, M_r — возвращающий момент, M_{da} — угловой демпфирующий момент и M_i — момент сил инерции. Более детальная запись приведенного соотношения выглядит так:

$$M_d = K_r \theta + D_r \frac{d\theta}{dt} + J \frac{d^2\theta}{dt^2}.$$

Это — дифференциальное уравнение второго порядка, в котором K_r — постоянная пружины, препятствующей повороту, D_r — коэффициент затухания угловой скорости и J — момент инерции вращающейся части измерителя. Рассмотрим слагаемые в правой части последнего равенства более подробно.

В установившемся режиме, когда стрелка покоится, уравнение движения сводится к равенству $M_d = M_r = K_r \theta$. Таким образом, точность, с которой угловое отклонение стрелки θ является мерой действующего момента (который, в свою очередь, служит мерой входной величины), зависит от свойств пружины, примененной в приборе. По этой причине тщательно подбирают материал и форму пружины, чтобы обеспечить ее линейность во всем диапазоне значений θ , при наличии которой K_r не зависит от θ . Чаще всего материалом для пружины служит фосфористая бронза и пружине придают форму спирали или узкой подвешенной полоски (пружина, работающая на скручивание). Вращающаяся часть системы и стрелка измерительного прибора (со спиральной пружиной) монтируются, как правило, на опоре, снабженной подшипником. При использовании скручивания, вращающаяся часть подвешивается на эластичной пружине, имеющей вид полоски. Достоинство такого способа заключается в том, что при этом нет износа и фактически нет трения. Кроме того, при скручивании нет мертвой зоны, обусловленной трением покоя в случае опоры с подшипником.

Второй член в правой части рассматриваемого равенства ($M_d = D_r \omega$) выражает крутящий момент, возникающий в результате демпфирования подвижной части, которое зависит от скорости. Чтобы повысить аэродинамическое сопротивление, втулку измерителя часто снабжают небольшими лопастями. Демпфирующий момент, обусловленный аэродинамическим сопротивлением крыльчатки, можно разложить в ряд:

$$M_{da} = D_1\omega + D_2\omega^2 + D_3\omega^3 + \dots$$

Если форма крыльчатки выбрана правильно, то членами высших порядков можно пренебречь при условии, что угловая скорость ω не слишком велика. Тогда воздушное демпфирование будет создавать демпфирующий момент, меняющийся линейно с угловой скоростью ω . Альтернативой воздушному демпфированию является применяемое иногда вместо него электромагнитное демпфирование. Оно реализуется путем присоединения к вращающейся части измерительного прибора тонкого проводящего диска (обычно из алюминия), на который воздействует сильное постоянное магнитное поле. Когда диск движется в этом поле, в нем наводятся вихревые токи, которые создают тормозящий момент, пропорциональный угловой скорости диска ω . Если в приборе уже имеется постоянный магнит, необходимый для создания возбуждающего момента, как это происходит, например, в измерительных приборах с подвижной катушкой, то стрелку можно демпфировать замыканием накоротко одного единственного витка катушки. Этот принцип действует также тогда, когда катушка намотана на проводящем (алюминиевом) каркасе. Если каркас движется в магнитном поле, то возникает ток, который порождает момент, пропорциональный угловой скорости каркаса. Когда магнитное поле имеет радиальную симметрию, этот момент не зависит от угла отклонения стрелки θ .

Последний член $M_i = J d^2\theta/dt^2$ ответственен за то, что уравнение движения, описывающее поведение измерительного прибора, является уравнением второго порядка. Момент инерции J особенно важно минимизировать в том случае, когда измерительный прибор конструируется в расчете на быстрый отклик. Поэтому масса движущейся части m должна быть малой. Из того, что момент инерции массы Δm на расстоянии r от оси ее вращения равен $r^2\Delta m$, следует также, что радиальные размеры подвижной части должны быть малыми. Поэтому для быстрых устройств индикации скорее подойдут оптические указатели, нежели механические стрелки. Подобный оптический указатель состоит из маленького зеркальца, закрепленного на оси измерительного прибора, которое — при повороте на угол θ — отклоняет падающий луч света на угол 2θ . Чем дальше расположена шкала, по которой движется видимая световая отметка, тем выше чувствительность (за счет увеличения изображения). В этом случае величина J может быть значительно уменьшена. Если заставить световой луч несколько раз отразиться от ряда зеркал, то размеры самого прибора можно сделать совсем малыми (метод свертывания луча). Другим достоинством светового указателя является то, что при его использовании не бывает ошибок параллакса.

Момент инерции J движущейся части измерительного прибора препятствует тому, чтобы измеритель отслеживал быстрые флуктуации измеряемой величины. Это его свойство (как у фильтра нижних частот) часто используется для определения среднего значения быстро флуктуирующей величины. Возбуждающий момент M_d в этом случае изменяется так быстро, что указатель измерителя остается в положении $\theta = \theta_{avg}$. Поэтому производ-

ная θ по времени в дифференциальном уравнении равна нулю и, следовательно,

$$\theta_{\text{avg}} = \frac{M_{d \text{ avg}}}{K_r}.$$

Здесь $M_{d \text{ avg}}$ - среднее значение возбуждающего момента. Поскольку оно пропорционально постоянной составляющей входного сигнала, измеритель покажет только среднее значение или постоянную составляющую измеряемой величины.

Для получения хорошей переходной характеристики относительный коэффициент затухания z измерительного прибора должен быть равен примерно 0,7. При таком значении z выброс на переходной характеристике составит лишь 4%. Ширина полосы измерительного прибора равна f_0 и совпадает с частотой свободных колебаний стрелки в отсутствие демпфирования. В общем случае значение f_0 лежит где-то в интервале от 0,5 Гц до 10 Гц. *Время отклика* t_p , то есть время, необходимое для попадания индицируемой величины в 1%-ный интервал вблизи конечного значения, приблизительно равно $1 / f_0$, так что его значение находится в пределах от 0,1 с до 2 с (см. также рис. 2.43).

3.4.2 Электрооптические устройства индикации

Электрооптическое устройство индикации — это выходной преобразователь, используемый, главным образом, в цифровых дисплеях. Такие дисплеи могут быть рассчитаны либо на излучение света в активном режиме, либо на изменение их оптических характеристик под влиянием электрического сигнала. В последнем случае показания могут быть считаны лишь при наличии внешнего освещения. Главным достоинством таких пассивных электрооптических устройств индикации является очень низкое потребление мощности (примерно 10 мкВт/см^2 , тогда как испускающим свет дисплеям требуется по меньшей мере 100 мВт/см^2). Основу пассивных дисплеев образуют *жидкие кристаллы*. В некоторых органических веществах сочетаются свойства твердых и жидких тел. Их молекулы обладают большой степенью свободы, как в жидкости, но все же остаются взаимно упорядоченными подобно ионам в кристаллической решетке твердого тела. Однако в таком состоянии жидкие кристаллы существуют лишь в ограниченном диапазоне температур. При более низких температурах такое вещество ведет себя как твердое тело, а при более высоких температурах — как жидкость. Внутри используемого диапазона температур большинство молекул оказываются ориентированными в одном и том же предпочтительном направлении. Многие характеристики жидких кристаллов, такие как диэлектрическая проницаемость (ϵ_r), показатель преломления и прозрачность, зависят от ориентации молекул (наблюдается анизотропия). Под влиянием прикладываемого электрического поля ориентация молекул, а значит, и упомянутые свойства меняются. На рис. 3.72 показано, как это можно осуществить. Жидкий кристалл (толщиной ≈ 10

мкм) помещен между двумя стеклянными пластинками, на которые с внешней стороны нанесены исключительно тонкие прозрачные электроды из проводящего металла (из окиси олова). Поверхность стекла обрабатывается таким образом, чтобы ориентация молекул по отношению к стеклянной пластинке была фиксированной (направляющие поверхности на рис. 3.72(b)). Таким образом, на противоположных гранях кристалла молекулы оказываются повернутыми на 90° по отношению друг к другу, а между гранями происходит постепенное изменение ориентации молекул. Падающий свет, прежде всего, проходит через поляризатор, размещенный впереди всей конструкции. По мере того, как свет проходит сквозь молекулы жидкого кристалла, вектор поляризации постепенно поворачивается. Теперь свет с повернутой поляризацией может пройти через выходной поляризатор, у которого плоскость поляризации повернута на 90° по отношению к первому поляризатору. Когда к электродам прикладывается напряжение, ориентация молекул изменяется и совпадает с направлением электрического поля (как на рис. 3.72(c)). Теперь не происходит вращения поляризации падающего света, и он уже не проходит через ячейку. Ячейка выглядит темной. Требуемое напряжение не больше, чем 1 или 2 В. Когда поляризаторы ориентированы в одном направлении, наблюдается обратный эффект. Если позади ячейки расположить зеркало, то с той же стороны, откуда приходит падающий свет, можно наблюдать отраженный свет. Когда ячейка управляется постоянным напряжением, могут иметь место гальванические эффекты, которые значительно сокращают срок службы ячейки. Поэтому для возбуждения ячейки обычно применяют низкочастотное переменное напряжение (например, с частотой 50 Гц). В самых распространенных жидких кристаллах используются нематические жидкости (от греч. *Nematos* — пряжа). Жидкокристаллические дисплеи (ЖК — дисплеи) на основе таких веществ называют «твистированными нематическими». При наличии подсветки ЖК — дисплеями, показанными на рис. 3.72(b) и (c), можно воспользоваться и в тех случаях, когда считывание должно производиться в темноте. При этом, правда, почти полностью утрачивается достоинство, состоящее в малом потреблении мощности.

Благодаря простой конструкции ячейки ЖК — дисплея ей удобно придавать форму цифр, букв и других символов. ЖК — дисплеи сравнительно медленны (время включения 50 мс, время выключения 100 мс). Чем ниже температура, тем медленнее ЖК — дисплей.

Принцип действия светоизлучающих электрооптических дисплеев основан либо на тепловом свечении, либо на люминесценции. В дисплеях, работающих на тепловом свечении, применяется нить накаливания, в которой электрическая энергия преобразуется преимущественно в тепло, но также отчасти и в видимый свет. КПД дисплеев такого типа крайне низок. Иногда их применяют в сегментных дисплеях. Для одной нити накаливания необходимы, грубо говоря, 3 — 5 В и 20 мА. Поэтому потребление мощности на сегмент составляет от 60 до 100 мВт.

В люминесцентных дисплеях используется способность возбужденных электронов испускать видимый свет при возвращении на исходный энергетический уровень. В различных материалах возбуждение электронов может быть

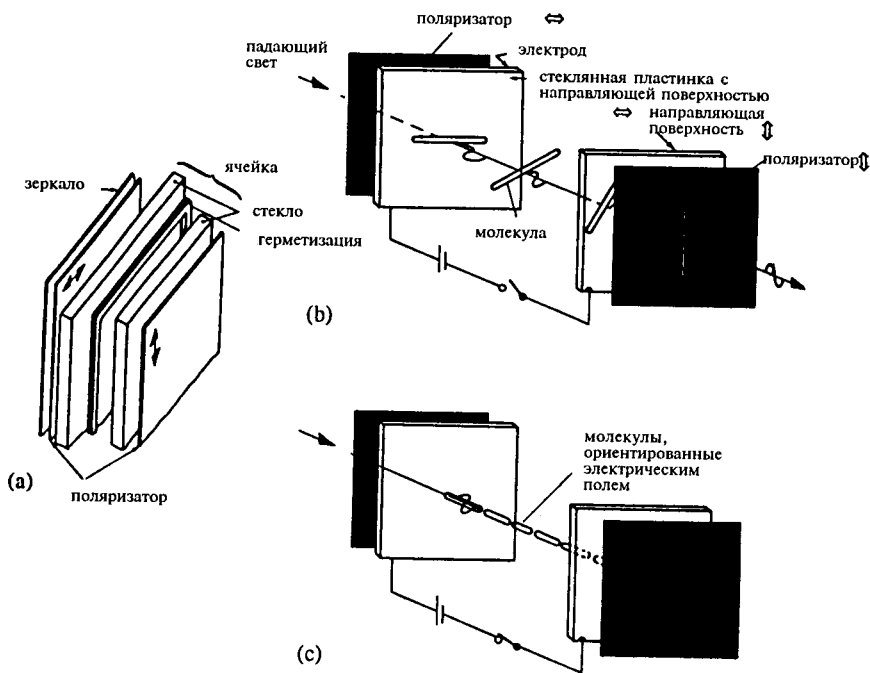


Рис. 3.72. (а) Конструкция ячейки ЖК — дисплея. (б) Поворот ориентации молекул (и за счет этого плоскости поляризации падающего света) в отсутствие электрического поля. (с) Принудительное ориентирование молекул путем создания электрического поля (вращение плоскости поляризации отсутствует).

осуществлено разными способами, например, с помощью электрического разряда в газе, посредством ион-электронной рекомбинации или путем бомбардировки электронами, обладающими высокой энергией.

Дисплеи, в которых реализуется разряд в газе, состоят из стеклянной трубки, наполненной газом, и нескольких электродов, имеющих форму необходимых символов, которые расположены близко один за другим. Эти электроды служат катодами газовой трубки, в которой имеется также единственный анод. Давление газа, расстояние между электродами и плотность тока выбираются такими, чтобы катоды аккуратно покрывались слоем люминесцирующего газа (при этом катод светится). Такие трубки применяются почти исключительно в алфавитно-цифровых дисплеях и называются неоновыми лампами или иногда лампами с тлеющим разрядом (фирменное название: *pixie tubes*). Напряжение зажигания — порядка 120 В, рабочее напряжение 80 В, рабочий ток 1 мА. Применение таких ламп самым драматическим образом пришло в упадок с появлением светодиодов.

В светоизлучающих диодах (светодиодах) возбуждение электронов в атомах осуществляется посредством рекомбинации. Полупроводниковый диод на основе GaAs или GaP испускает свет, когда он смещен в прямом на-

правлении. Добавляя в полупроводник различные вещества, можно изменить цвет свечения. Диоды такого типа часто применяют в матричных дисплеях. Обычный алфавитно-цифровой дисплей состоит из 5×7 диодов. Напряжение питания выбирается в районе 1,6 — 3 В, и для достаточной яркости ток, потребляемый от источника питания, должен быть порядка 150 мА.

Электрооптические дисплеи, в которых используется люминесценция за счет бомбардировки вещества быстрыми электронами, носят название электронно-лучевых трубок. В прошлом их называли катодно-лучевыми, веря в существование такой вещи, как катодные лучи. Новое название является более подходящим. С помощью таких трубок легко получать изображение не только цифр, но диаграмм, кривых и произвольных символов. Поскольку дисплеи такого типа значительно более гибки, нежели дисплеи других типов, мы рассмотрим работу электронно-лучевой трубки подробнее.

Электронно-лучевая трубка

Как показано на рис. 3.73 в электронно-лучевой трубке (ЭЛТ) происходят следующие четыре операции: *формирование*, *фокусировка* и *отклонение* электронного луча, а также преобразование электрической энергии в видимый свет. Электронный луч формируется в ЭЛТ так же, как в ламповом триоде, состоящем из катода, управляющей сетки и анода. Торцы цилиндрического катода покрыты материалом с малой работой выхода (смесь окислов бария и стронция). Когда катод нагревается нитью накала, самые быстрые электроны вылетают с его поверхности. Их подхватывает электрическое поле, и они с ускорением летят вдоль центральной оси трубки в сторону анода. На управляющей сетке, расположенной между катодом и анодом, поддерживается отрицательное напряжение; с ее помощью регулируется количество электронов, достигающих анода (ток луча). Когда напряжение на сетке делается более отрицательным, электронный луч становится уже. Из рисунка видно, что электроны, вылетевшие из разных точек катода все проходят через одну точку. В действительности, из-за наличия сил отталкивания между электронами, находящимися поблизости друг от друга, это не совсем точка, а скорее сечение небольшой площади.

Система фокусировки проецирует эту небольшую площадку в точку на экране ЭЛТ. Эта операция имеет много общего с фокусировкой, осуществляемой оптическими линзами; поэтому часто говорят об электронных линзах (см. рис. 3.74(а)). Потенциал фокусирующего электрода, расположенного между двумя анодами, поддерживается более низким, чем потенциал анодов, в результате чего возникает показанное на рис. 3.74(а) электрическое поле. Попадая в линзу слева, электронный луч, прежде всего, сталкивается с выпуклыми эквипотенциальными поверхностями убывающего потенциала, которые оказывают рассеивающее действие на электроны. Это можно сравнить с прохождением света сквозь рассеивающую линзу. Затем луч проходит через убывающее вогнутое поле, в котором электроны подвергаются воздействию собирающих сил. Далее следует еще одно выпуклое поле, но теперь уже с нарастающим потенциалом. Это поле также стягивает элект-

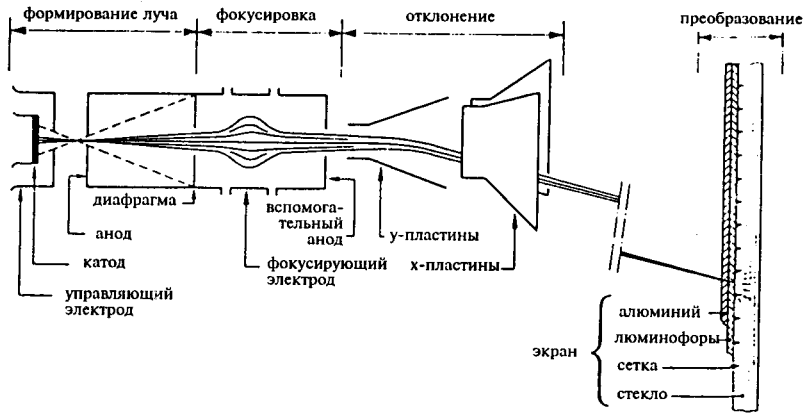


Рис. 3.73. Конструкция различных электродов в электронно-лучевой трубке.

ронный луч. Наконец, луч проходит сквозь вогнутое поле с увеличивающимся потенциалом, которое снова оказывает на луч рассеивающее действие. Глядя на симметричную конструкцию электродов, можно подумать, что результат этой последовательности действий будет нулевым, то есть параллельный луч, пройдя сквозь линзы, выйдет снова параллельным. Однако это не так, поскольку электроны, проходя через фокусирующие электроды, замедляются из-за отрицательного потенциала этих электродов по отношению к анодам. Поэтому электроны дольше находятся в собирающем поле и система в целом оказывает фокусирующее действие. Это остается справедливым и в том случае, когда потенциал фокусирующего электрода положителен по отношению к анодам. Следовательно, потенциалом фокусирующего электрода U можно воспользоваться для регулирования резкости точки на экране. Если, изменив потенциал управляющей сетки, сделать плотность электронного луча другой, то его фокус слегка сместится и точка на экране станет чуть-чуть больше. При изменении интенсивности (и, как следствие, яркости изображения на экране) необходимо заново подстроить фокусировку.

Отклонение электронного луча можно осуществлять с помощью магнитного или электрического поля. Однако мы рассмотрим только отклонение в электрическом поле; при проведении измерений бывает необходимо обеспечить возможность наблюдения высокочастотных сигналов, поэтому отклонение луча должно происходить быстро и с этой целью почти всегда применяется отклонение именно электрическим полем. Магнитное отклонение для этого не годится. Отклоняющие электроды (пластины), как правило, изогнуты и расходятся в стороны, как показано на рис. 3.73. Это позволяет получить больший угол отклонения.

Найдем теперь чувствительность ЭЛТ в отношении отклонения. Предположим, что отклоняющие пластины являются абсолютно плоскими и параллельными, и электрическое поле в конденсаторе, образованном этими

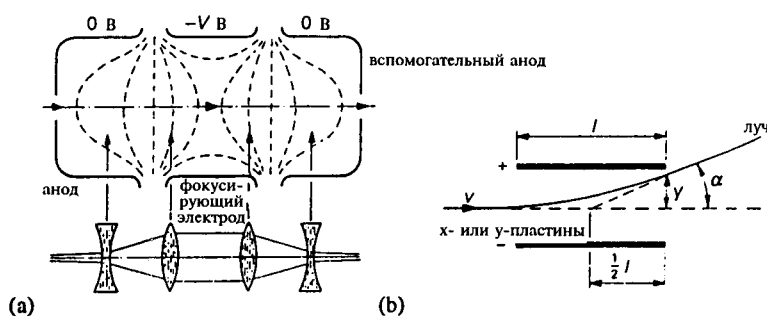


Рис. 3.74. (а) Электростатическая фокусировка электронного луча. (б) Отклонение электронного луча в однородном электрическом поле.

пластинами, однородно. Если расстояние между пластинами равно d и к ним приложено напряжение V , то напряженность электрического поля равна $E = V/d$. На электрон в этом поле действует кулоновская сила $F_e = qE = ma$ (где q — заряд, m_0 — масса, a — ускорение). В результате электрон будет смещаться в сторону с ускорением $a = qV/md$. Вот почему его траектория является параболой. Таким образом, смещение по вертикали от оси отклоняющей системы равно $y = at^2/2$. Скорость вдоль оси v , с которой электрон влетает в конденсатор, будет оставаться постоянной. Следовательно, расстояние y на рис. 3.74(б) можно представить в виде: $y = qVl^2/2mdv^2$. Тогда для угла α справедливо соотношение

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{dy}{dl} = \frac{qVl}{mdv^2}.$$

Результат выглядит так, как если бы траектория электрона имела резкий излом и отклонялась на угол α точно в центре конденсатора. Чувствительность велика, когда пластины являются протяженными и расположены близко друг к другу, а также при низкой скорости электронов. Обозначая напряжение между катодом и анодом в ЭЛТ через V_{ca} , мы можем найти скорость электронов вблизи экрана, руководствуясь соотношением: $mv^2/2 = qV_{ca}$. Следовательно, $\operatorname{tg} \alpha = Vl/2dV_{ca}$. Поэтому чувствительность падает с увеличением напряжения на аноде.

Если мы хотим наблюдать сигналы очень высокой частоты (свыше 10 МГц), то электронный луч будет двигаться по экрану исключительно быстро и яркость изображения будет небольшой. Эту проблему можно отчасти преодолеть, увеличив ток в луче, хотя это и сократит срок службы катода. Поэтому в высокочастотных трубках часто ускорение электронов разделено на два этапа: сначала они предварительно ускоряются разностью потенциалов в несколько киловольт, затем луч отклоняется и только после этого снова осуществляется ускорение (напряжением порядка 15 кВ).

На высоких частотах из-за емкости отклоняющих пластин усилители горизонтального и вертикального отклонения оказываются почти накоротко замкнутыми по выходу. Чтобы решить эту проблему, часто применяют ряд пластин, образующих в совокупности длинную линию с характеристическим сопротивлением $R = \sqrt{\Delta L / \Delta C}$ (см. рис. 3.75). Таким способом удается реализовать высокоскоростные отклоняющие системы, быстродействие которых достигает 2 см/нс. Этот метод оказывается столь успешным потому, что отклоняющий сигнал «бежит» вдоль оси трубки в фазе с электронами луча.

Экран ЭЛТ покрыт слоем люминофора (ZnS с Cu, Al и другими элементами), атомы которого легко возбуждаются при бомбардировке электронным лучом. По прошествии времени релаксации, они испускают свет. (Английское название люминофоров, phosphors, происходит от лат. *phosphorus* — носитель света. Эти вещества не имеют никакого отношения к химическому элементу фосфору.) Существует два механизма излучения света люминофором. Во время бомбардировки электронами люминофор быстро достигает определенного уровня излучения (см. рис. 3.76). Этот этап называют *флуоресценцией*. После того, как возбуждение прекращается, слой люминофора все еще светится в течение некоторого времени. Об этой фазе послесвечения говорят как о *фосфоресценции*. Цвет испускаемого света зависит от химического состава люминофора. Цвет в фазе фосфоресценции, как правило, отличается от цвета в фазе флуоресценции. Длительность фазы фосфоресценции также зависит от химического состава. Для наблюдения очень медленных явлений (таких, как радиолокационные изображения), применяют люминофоры с очень длительным послесвечением.

Часто слой люминофора покрывают со стороны электронного луча тонким слоем алюминия. Этот слой служит отражателем света, а также играет роль теплоотвода. При бомбардировке люминофора электронами локально выделяется большое количество тепла. Алюминиевый слой защищает экран от «выгорания» при большой интенсивности луча и малой скорости отклонения. Правда, проникая сквозь слой алюминия, электроны теряют некоторое количество энергии. Но эту потерю можно возместить, слегка повысив ускоряющее напряжение ЭЛТ.

В настоящее время сетку ЭЛТ вытравливают непосредственно на обратной стороне экрана. Это устраняет параллакс, который в противном случае возникал бы из-за толстого защитного стекла трубки.

Наружное освещение может приводить к появлению на экране ЭЛТ мешающих отражений и бликов и к снижению контрастности. Если увеличить интенсивность электронного луча, то он расфокусируется и разрешение ухудшится. Этой проблемы можно избежать, поместив перед экраном оптический фильтр. Свет со стороны экрана станет слабее лишь в небольшой степени, поскольку он проходит сквозь фильтр только однократно и спектр пропускания фильтра выбирается согласованным со спектром излучения ЭЛТ. В то же время свет, приходящий извне, должен дважды пройти сквозь фильтр, да и спектр его довольно широк. Поэтому отражения оказываются существенно подавленными. Кроме того, поверхность фильтра делают, как правило, матовой, чтобы предотвратить блики. Иногда для подавления отражений снаружи применяют тонкую зачерненную проволочную сетку.

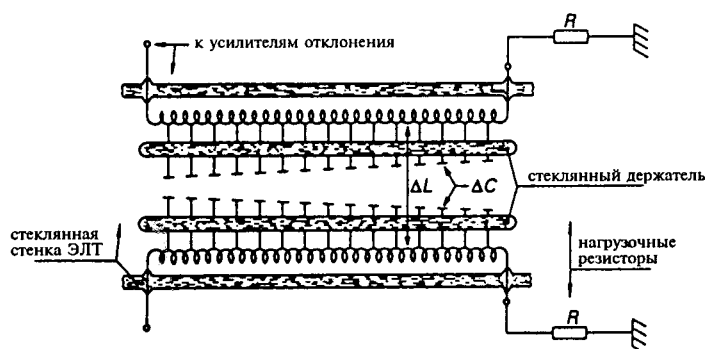


Рис. 3.75. Высокочастотная отклоняющая система для ЭЛТ.

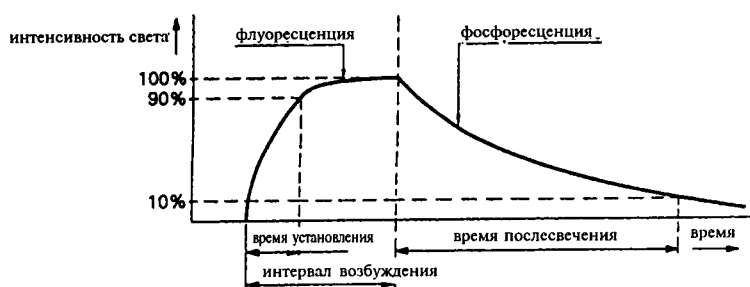


Рис. 3.76. Флуоресценция и фосфоресценция люминофора в ЭЛТ.

3.5 Регистрация

В параграфе 2.4 был рассмотрен процесс регистрации результатов измерений, его место и цели в технике измерений. Самая важная функция регистрации состоит в том, чтобы служить *памятью*; мы хотим сохранить на некоторое время информацию, полученную при измерении. В первой части главы 2 мы объяснили различие между активной и пассивной информацией. *Активной информацией* бывает промодулирован некий энергетический носитель. Поскольку всегда происходит рассеяние определенного количества энергии, часть активной информации в конце концов теряется в обязательно присутствующем тепловом шуме. Если в результате усиления энергия сигнала увеличивается, то вместе с ней растет и шум. Усиление сигнала на более ранней стадии, до того как он утонет в помехах, лишь откладывает момент, когда часть сигнала будет потеряна из-за теплового шума. Поэтому

информацию не хранят в активной форме. *Пассивная информация* бывает вложена в особым образом упорядоченную структуру материи. Информация как бы «заморожена» в веществе. Информация такого типа разрушается значительно медленнее, нежели активная информация. Кроме того, для сохранения запомненной информации мы не должны постоянно затрачивать энергию от источника питания. Таким образом, мы всегда преобразуем активную информацию в пассивную, прежде чем ее можно будет зарегистрировать. Это значительно ограничивает способы запоминания, пригодные для регистрации данных.

Мы можем разделить методы регистрации на *аналоговые* и *цифровые* точно так же, как мы делали это ранее. В этой книге мы не будем рассматривать цифровые методы регистрации данных, такие как магнитная и магнитооптическая запись на ленте или на перезаписываемом магнитном диске и др.

Аналоговые электрические сигналы обычно регистрируются при измерениях одним из следующих способов: графическим, магнитным или электронным путем. *Графическая запись* (от греч. *Graphēin* — писать) представляет собой регистрацию сигнала на бумаге с помощью пера. *Магнитная запись* измеряемых сигналов осуществляется на способном запоминать магнитном носителе. *Электронная регистрация* предусматривает запись измеряемого сигнала в полупроводниковую память, как это делается, например, в устройстве для регистрации переходных процессов.

3.5.1 Графическая запись

Графическая запись представляет собой электромеханическую регистрацию измеряемого сигнала на бумаге с помощью пишущего пера. Запись можно осуществить чернилами на обычной бумаге, пишущим узлом, переводящим сигнал в усилие, прикладываемое к бумаге, которая чувствительна к нажмиу, тепловым или световым пером на фотобумаге. Достоинство перьевых самописцев с обычными чернилами состоит в том, что им не требуется дорогостоящая бумага. Всем другим регистрирующим устройствам необходима специально обработанная бумага. Но существует и недостаток: он заключается в трении между пером и бумагой, из-за которого могут возникать ошибки регистрации. По этой причине в скоростных устройствах регистрации иногда применяют струйные пишущие узлы. Перьевые самописцы менее пригодны в тех случаях, когда требуется, чтобы они работали в течение длительного времени без обслуживания, так как перо легко может засориться или могут кончиться чернила. В таких случаях предпочтительнее другие методы регистрации.

Простейшим перьевым самописцем является *перьевой самописец с подвижной катушкой*. На рис. 3.77 показано, что основой этого устройства регистрации служит конструкция типа стрелочного прибора с подвижной катушкой, в которой вместо стрелки имеется рычаг и перо. Нагруженная катушка представляет собой, по существу, электрический двигатель, который водит перо по бумаге. Обычно возбуждение катушки осуществляется сигналом с выхода усилителя. Благодаря этому достигаются большой по

величине входной импеданс, высокая чувствительность и широкая полоса частот.

При максимальном размахе пера 5 см такой самописец может иметь полосу пропускания порядка 100 Гц и нелинейность меньше 1%. Благодаря их компактности несколько таких перьевых самописцев с подвижной катушкой часто устанавливают рядом друг с другом. В результате становится возможным одновременно регистрировать несколько сигналов на одной и той же бумаге. Это особенно полезно тогда, когда важным является временное соотношение между регистрируемыми сигналами, как, например, это бывает при записи электроэнцефалограмм и кардиограмм.

Траектория или след пера в самописцах такого типа искривлены, поскольку перо описывает часть окружности с центром на оси вращения катушки. Кривизна приводит к ошибкам в отношении величины сигнала и к искажению масштаба по оси времени. Амплитуда записанного сигнала x в данном случае не пропорциональна входному напряжению. Величину *амплитудных искажений* можно определить следующим образом: если угол отклонения рычага θ , а расстояние от осевой линии x (см. рис. 3.77(a)), то $x = r \sin \theta$, или, в результате разложения в ряд:

$$x = r \left(\theta - \frac{\theta^3}{3!} + \frac{\theta^5}{5!} - \dots \right).$$

При малых значениях угла отклонения θ получаем:

$$x \approx r \theta \left(1 - \frac{\theta^2}{6} \right).$$

Относительная ошибка в x пропорциональна θ ; при изменении угла θ в пределах $\pm 1/4$ радиана ($\pm 14^\circ$) ошибка уже составляет -1% . Чтобы ошибки оставались малыми, должен оставаться малым угол отклонения. Нельзя слишком сильно увеличивать длину рычага, так как в этом случае трение между пером и бумагой будет создавать слишком большой момент, в результате чего размах пера уменьшится.

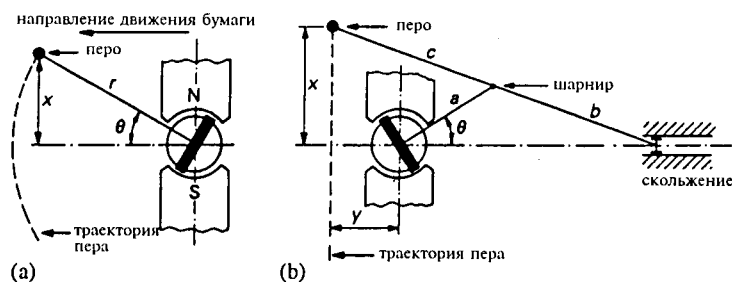


Рис. 3.77. Перьевой самописец с подвижной катушкой: (а) кривизна траектории пера; (б) рычажный механизм, позволяющий устранить кривизну траектории.

Помимо амплитудных искажений кривизна траектории пера будет вызывать *искажение масштаба по оси времени*. Это легко увидеть, подав на вход сигнал прямоугольной формы и записав его. Однако этот эффект можно почти полностью устранить с помощью показанного на рис. 3.77(b) рычажного механизма. Если значение θ настолько мало, что достаточно точным приближением функции $\cos \theta$ служат первые два члена ее разложения в ряд, то величина u постоянна и не зависит от x , когда $b^2 = ac$. В этой конструкции кажущаяся длина рычага равна $r' = a(b+c)/b$. Требование, которое должно выполняться даже в случае применения специального рычажного механизма, уменьшающего круговые искажения, состоит в том, что угол отклонения θ должен оставаться малым. Это происходит по следующей простой причине: если позволить углу θ принимать большие значения, то искажение временного масштаба станет много больше, чем в случае без рычажного механизма.

При рассмотрении фотографических способов регистрации нужно различать *прямую* и *косвенную* запись. При *прямой записи* регистрируемый сигнал становится видимым (почти) мгновенно, так как отсутствует процесс проявления фотобумаги. Это возможно в том случае, когда бумага чувствительна только к ультрафиолетовому свету. С другой стороны, при *косвенной записи* необходимо выполнить стандартную процедуру проявления фотобумаги, прежде чем сигнал можно будет наблюдать. Косвенная запись применяется при регистрации (фотографировании) осциллографического изображения. Для этих целей используется специальный (осциллографнеобходимо выполнить стандартную процедуру проявления фотобумаги, прежде чем сигнал можно будет наблюдать. Косвенная запись применяется при регистрации (фотографировании) осциллографического изображения. Для этих целей используется специальная пленка (special transfer film), содержащую проявитель и закрепитель. Фотографическая запись непериодических сигналов, таких как переходный процесс, позволяет зафиксировать результат всего лишь однократной развертки осциллографа. При регистрации очень быстрых переходных процессов важна скорость фотографической записи. Она определяется скоростью движения электронного луча по экрану, оставляющего неподвижный след на фотографии. Скорость фотозаписи зависит от интенсивности света, апертуры фотоаппарата и чувствительности пленки. Поэтому для регистрации осциллограмм применяют очень чувствительную пленку (10000 ASA, 41 DIN). Важен также цвет свечения люминофора ЭЛТ осциллографа. Глаз человека более всего чувствителен к зеленовато-желтому цвету, так что человеку-наблюдателю легче всего воспринимать осциллографическое изображение именно такого цвета. Однако эмульсия пленок обычно чувствительнее всего к синевато-фиолетовому цвету, который, таким образом, больше подходит для получения хороших фотографий с экрана ЭЛТ. Кроме того, при фотографировании осциллографических изображений лучшие результаты можно получить, сознательно создавая вуаль, то есть заставляя весь экран осциллографа слегка светиться. При этом используется тот факт, что дифференциальная чувствительность фотоэмульсии зависит от интенсивности света. При малой интенсивности света дифференциальная чувствительность ниже, чем при большой интенсивности. Если все эти меры предосторо-

рожности соблюдены, то можно зарегистрировать сигнал при очень высокой скорости движения луча, вплоть до 3 см/нс (30000 км/с!).

Рассмотренные методы регистрации действуют по принципу отклонения. Высокочастотные регистрирующие устройства можно строить используя метод компенсации. Компенсация входной величины происходит в устройствах такого рода автоматически за счет обратной связи. Подобное устройство с автоматической компенсацией называют также регистрирующим устройством со следящей системой. Принцип действия такого устройства иллюстрируется примером, приведенным на рис. 3.78. Работу автоматических компенсаторов мы уже подробно рассмотрели в разделе 3.3.2, так что здесь будет достаточно сделать лишь несколько замечаний. Сигнал ошибки $\Delta V = V_i - V_c$ подается на вход усилителя постоянного тока A_0 с большим коэффициентом усиления (необходимым для того, чтобы посредством большого петлевого усиления минимизировать сигнал ошибки). В петле обратной связи не происходит подавления ошибки смещения нуля усилителя (являющегося аддитивной помехой). Поэтому, как правило, применяется усилитель постоянного тока с преобразованием. Сигналом с выхода усилителя приводится в действие двигатель, который, в свою очередь, перемещает перо, соединенное с резистивным датчиком смещения. Напряжение компенсации V_c является частью опорного напряжения V_{ref} . Если при замкнутой петле обратной связи система устойчива, то положение пера устанавливается таким, чтобы $V_c \approx V_i$. При изменении входного напряжения V_i положение пера будет его отслеживать. Следовательно, при линейном потенциометре, положение пера является линейным отображением входного напряжения. Нулевое положение пера на бумаге и масштабный множитель можно регулировать, как показано на рис. 3.78.

Первые регистрирующие устройства со следящей системой находят многочисленные применения. Они обладают всеми достоинствами метода компенсации. *Входной импеданс* такого устройства исключительно высок (когда компенсация достигнута). Погрешность определяется точностью задания V_{ref} и величиной петлевого усиления. *Линейность* зависит от линейности потенциометра, играющего роль датчика положения пера. Поэтому потенциометр не должен быть электрически нагружен. Другой важной характеристи-

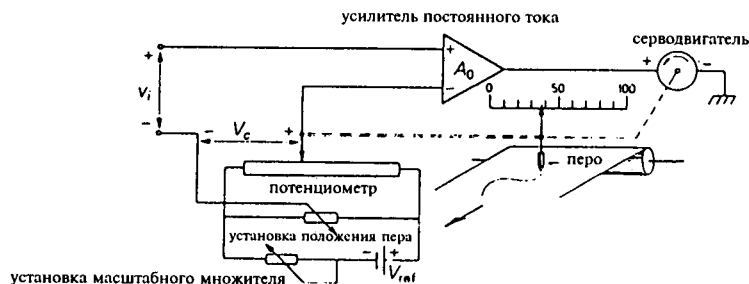


Рис. 3.78. Принцип действия регистрирующего устройства со следящей системой.

кой регистрирующего устройства со следящей системой является *воспроизводимость* записи. Она ограничена дрейфом смещения усилителя, шумами, гистерезисом и мертвой зоной. Чтобы уменьшить влияние смещения и дрейфа, применяется усилитель постоянного тока с преобразованием. Шум в системе должен быть достаточно малым, чтобы дрожание пера оставалось в пределах толщины выписываемой им линии. Гистерезис обусловлен механическим люфтом в соединении датчика смещения с пером и гибкостью кончика пера. Наконец, мертвая зона возникает из-за трения в подвижных частях системы, которым устанавливается порог напряжения, к которому еще остается чувствительным серводвигатель.

Инерционность движущихся частей приводит к тому, что регистрирующее устройство со следящей системой, приведенное на рис. 3.78, обладает динамической характеристикой второго порядка (см. раздел 2.3.3.2). С увеличением петлевого усиления относительный коэффициент затухания ζ в системе с обратной связью уменьшается; система становится демпфированной в меньшей степени, частотная характеристика имеет заостренный пик, а в переходной характеристике все в большей мере наблюдаются осцилляции. Такое поведение регистрирующего устройства является нежелательным, поскольку необходимо, чтобы оно записывало сигналы с возможно большей достоверностью. Чтобы поддерживать коэффициент затухания ζ возможно более близким к его критическому значению, необходимо оказывать сдерживающее воздействие не только на положение пера, но и на его скорость. Это достигается путем вычитания из V_i напряжения, пропорционального скорости серводвигателя. Коэффициентом пропорциональности определяется результирующее демпфирование скорости. У регистрирующего устройства будут при этом две регулировки: одна из них относится к петлевому усилению (*коэффициент усиления*), а с помощью другой подстраивается обратная связь по скорости (*коэффициент затухания*). Коэффициент усиления следует устанавливать достаточно большим, но все же таким, чтобы иметь возможность путем регулировки коэффициента затухания получить желаемое поведение в динамике. При наличии скачкообразных входных сигналов демпфирование обычно устанавливают таким, чтобы коэффициент ζ равнялся 1. Выбросы при этом отсутствуют. При синусоидальных сигналах значение коэффициента затухания ζ , как правило, выбирают равным $1/\sqrt{2}$, что обеспечивает максимальную гладкость частотной характеристики.

У регистрирующего устройства со следящей системой, регулировки усиления и затухания бывают выведены наружу, поскольку требуемое петлевое усиление в определенной мере зависит от внутреннего импеданса источника сигнала, подключенного ко входу. Конструкция регистрирующего устройства такова, что усиление зависит от действительной части импеданса источника, а затухание — от мнимой части. Поэтому в случае, когда регистрирующее устройство используется с сильно различающимися источниками сигналов, усиление и затухание необходимо каждый раз устанавливать заново.

Перьевое регистрирующее устройство со следящей системой характеризуется также наличием *динамической нелинейности*. Одной из причин такого типа частотно-зависимой нелинейности является *ограничение скорости*. Ско-

рость пера ограничена максимальным значением, которое зависит от типа применяемого серводвигателя. Когда входной сигнал изменяется быстро, перо оказывается уже не в состоянии следовать за ним. В результате возникает ошибка, которая зависит от скорости dV/dt изменения входного сигнала $v(t)$. Когда входной сигнал синусоидален, то есть $v(t) = \hat{v} \sin \omega t$, неискаженный выходной сигнал имеет вид $y(t) = b \sin \omega t$ и скорость пера достигает наибольших значений в момент пересечения нуля. Если $y(t)$ выражается в сантиметрах, а t — в секундах, то наибольшая скорость равна

$$\left. \frac{dy}{dt} \right|_{\max} = b\omega \text{ [см/с]}.$$

Поэтому при $b\omega > v_{\max}$ синусоидальный сигнал будет искажаться. Здесь v_{\max} — максимальная скорость следящей системы (называемая также максимальной скоростью нарастания напряжения). На рис. 3.79 сплошной линией отмечен этот предел как функция амплитуды и частоты синусоидального выходного сигнала. Над этой кривой регистрирующее устройство становится динамически нелинейным. Из-за этих искажений по скорости синусоидальный сигнал принимает вид треугольного колебания (см. рис. 2.34).

Кроме максимальной скорости, следящая система обладает также максимальным ускорением a_{\max} . Это наибольшее ускорение, с которым может двигаться перо. При синусоидальном движении $y(t) = b \sin \omega t$ [см] ускорение принимает наибольшее значения на пиках кривой. В эти моменты абсолютное значение ускорения равно $\left| d^2 y / dt^2 \right| = b\omega^2$ [см/с²].

Когда $b\omega^2 > a_{\max}$, возникают *искажения по ускорению*, приводящие к скруглению пиков вычерчиваемой кривой. Максимальное ускорение определяется совокупной инерцией всей движущейся механической системы (серводвигателя, шестеренок, пассивов, пера и движка потенциометра), а также пиковой мощностью, которую усилитель постоянного тока способен отдавать серводвигателю. На рис. 3.79 пунктирной линией показано, при каких значениях параметров синусоидального сигнала возникают искажения из-

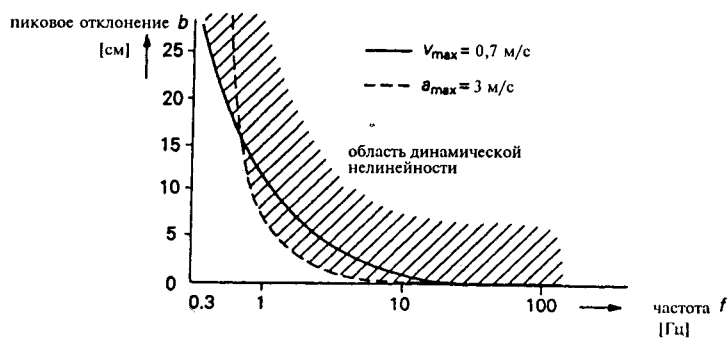


Рис. 3.79. Область динамической нелинейности перьевого регистрирующего устройства со следящей системой при записи синусоидальных сигналов: $b \sin 2\pi ft$.

за ограничения максимально возможного ускорения в следящей системе. Из графика видно, что на низких частотах нелинейные искажения возникают из-за ограничения скорости нарастания, тогда как при малых по величине сигналах и высоких частотах нелинейность обусловлена предельным значением ускорения в следящей системе.

Если в первом регистрирующем устройстве бумага движется мимо пера с постоянной скоростью, то его называют (x, t) — самописцем. С его помощью входной сигнал регистрируется как функция времени. Можно также управлять движением пера с помощью двух автоматических компенсаторов так, чтобы один из них отвечал за движение в направлении оси x , а другой — за движение в направлении оси y . В этом случае бумага остается неподвижной, и мы говорим о таком устройстве как о двухкоординатном самописце или как о *плоттере*. Вот пример технических характеристик плоттера: полный размах 25 см; наибольшая чувствительность 50 мкВ/см; статическая нелинейность менее 10^{-3} от всей шкалы; воспроизводимость лучше, чем 10^{-3} ; время отклика до достижения $\pm 5\%$ -ного интервала 0,1 с; $a_{\max} \approx 3 \text{ м/с}^2$; $v_{\max} \approx 0,7 \text{ м/с}$.

3.5.2 Магнитная запись

Распространенным способом регистрации результатов измерений является магнитная запись. Ее можно осуществить, записывая данные на магнитной ленте в аналоговой или в цифровой форме. Мы ограничимся рассмотрением аналоговой магнитной записи, для реализации которой применяют регистрирующее устройство (см. рис. 3.80), с помощью которого можно, как правило, писать сразу по многим дорожкам (до 14), расположенным рядом друг с другом на одной ленте.

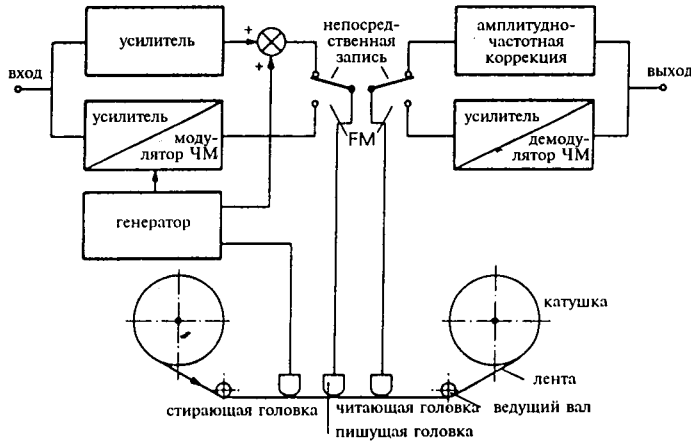


Рис. 3.80. Аналоговое регистрирующее устройство, осуществляющее магнитную запись непосредственно и с частотной модуляцией (ЧМ).

Магнитная лента представляет собой гибкую синтетическую пленку (из полихлорвинила или лавсана), которая должна плотно прилегать к выпуклым магнитным головкам устройства; в то же время лента должна быть достаточно прочной, чтобы не растягиваться (и не удлиняться), потому что это привело бы к искажению привязки записанных данных к временной шкале.

Эта пленка, служащая основой ленты, покрыта эмульсией, состоящей из мельчайших ферромагнитных частиц и скрепляющего вещества. Толщина этого слоя не должна значительно превосходить ширину воздушного зазора в магнитной головке устройства. Чтобы минимизировать шум магнитной ленты, размеры магнитных частиц должны быть намного меньше ширины воздушного зазора головки. Кроме того, ориентация магнитных частиц не должна изменяться при слабых воздействиях. Поэтому обычно применяют окись железа или двуокись хрома. Большое число плотно упакованных маленьких иголок из такого материала помещают в связующее вещество и располагают так, чтобы они были ориентированы в направлении движения ленты.

Запись сигналов осуществляется путем изменения распределения намагниченности в этом слое окисла. Это распределение создается *записывающей головкой*, принцип действия которой показан на рис. 3.81. Индуктивная записывающая головка состоит из катушки, намотанной на сердечнике с воздушным зазором. Сердечник изготавливают из материала с высокой магнитной проницаемостью, малым гистерезисом и минимальными потерями из-за вихревых токов. Например, из сендаста, слоистого мю-металла или пермалоя. Напряженность магнитного поля перед воздушным зазором пропорциональна току в катушке. С увеличением напряженности магнитного поля число частиц на магнитной ленте, постоянно намагниченных в одном и том же направлении, также растет. К сожалению, связь между напряженностью намагничивающего поля и результатом намагничивания является сильно нелинейной. Это легко видеть из рис. 3.82. На рис. 3.82(а) изображена петля магнитного гистерезиса в ферромагнитном покрытии ленты. Напряженность

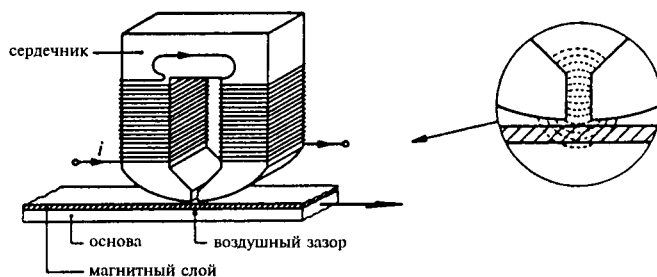


Рис. 3.81. Индуктивная записывающая головка в качестве электромагнитного преобразователя.

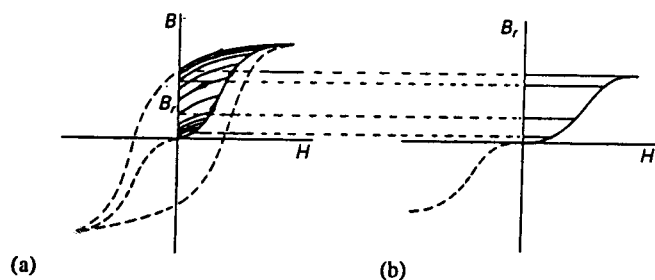


Рис. 3.82. (а) Петля гистерезиса в магнитном слое. (б) Остаточная индукция B_r (или намагниченность) как функция поля H .

магнитного поля H пропорциональна току, текущему в головку. Предположим, что этот ток постоянен, и представим себе, что под головкой протягивается отрезок предварительно размагниченной ленты. Напряженность поля, в котором оказывается этот отрезок ленты, сперва возрастает до максимума непосредственно под воздушным зазором, а затем снова падает. При этом индукция B изменяется по петле гистерезиса, как показано на рисунке. Таким образом, когда напряженность поля снова становится равной нулю, остаточная индукция B_r сохраняется. То же самое происходит с B_r при увеличении тока. Как можно видеть на рис. 3.82(б), соотношение между i и B_r , а значит, и между H и B_r , далеко от линейного. У функции, связывающей намагниченность B и ток I , имеется мертвая зона, приводящая к искажению за счет возникновения четных гармоник записываемого сигнала.

Чтобы повысить линейность записи, на записывающее магнитное поле накладывается высокочастотное переменное поле. Частота этого дополнительного поля много выше (примерно в пять раз), чем частота самой высокочастотной составляющей сигнала.

Сейчас будет продемонстрировано, как можно улучшить линейность системы введением такого высокочастотного сигнала подмагничивания. Хотя сначала необходимо сделать одно замечание относительно точного и подробного объяснения влияния высокочастотного сигнала на линейность связи между входным током i и остаточной индукцией B_r . Такое объяснение потребовало бы детального изучения поведения магнитных частиц вблизи воздушного зазора, которое, очевидно, выходит за рамки этой книги. Поэтому мы ограничимся простым описанием того, как происходит спрямление мертвой зоны шириной x_0 у характеристики $y = y(x)$, которая в остальной своей части является линейной (см. рис. 3.83). Предположим, что нелинейность соотношения $y = y(x)$ между входной величиной x и выходной величиной y имеет статический характер. Пусть подлежащий записи входной сигнал имеет вид $x_s(t) = \hat{x}_s \sin \omega_s t$, а высокочастотный сигнал подмагничивания равен $x_a(t) = \hat{x}_a \sin \omega_a t$, причем $\omega_s \ll \omega_a$. Сигнал подмагничивания накладывается на основной сигнал, так что $x(t) = x_s(t) + x_a(t)$. На

рис. 3.83(а) изображен этот сигнал, а также результирующий сигнал $y(t)$. Записанный сигнал $y(t)$ совпадает с $x(t)$ повсюду, за исключением интервала шириной x_0 , который пропускается при пересечении сигналом $x(t)$ нуля. В результате пропускания сигнала $y(t)$ через фильтр нижних частот (с частотой среза, равной, например, $\omega = \sqrt{\omega_s \omega_a}$) его высокочастотные составляющие будут отфильтрованы и останется только сигнал $y_s(t)$. Этот сигнал является почти идеально синусоидальным. Искажения в сигнале $y_s(t)$ указаны на графике на рис. 3.83(б). Когда сигнала подмагничивания нет ($\hat{x}_a = 0$), искажения велики. Если ширина мертвой зоны x_0 равна 1 В, то входные сигналы с амплитудой $\hat{x}_s < 0,5$ В теряются полностью. Небольшой сигнал подмагничивания может привести к существенному уменьшению искажений. При фиксированном значении \hat{x}_s , искажения тем меньше, чем больше \hat{x}_a , тогда как при заданном значении \hat{x}_a искажения тем меньше, чем меньше \hat{x}_s . Если $(\hat{x}_a - \hat{x}_s) < x_0/2$, то искажения резко возрастают, поскольку огибающая входного сигнала оказывается целиком внутри мертвой зоны.

Идеальной формой сигнала подмагничивания является прямоугольное колебание. Единственное требование к нему, — чтобы выполнялось неравенство: $(\hat{x}_a - \hat{x}_s) > x_0/2$. Если это условие выполнено, то искажения равны нулю. Однако создать сигнал подмагничивания точно прямоугольной формы практически затруднительно, а кроме того, нелинейность не является в

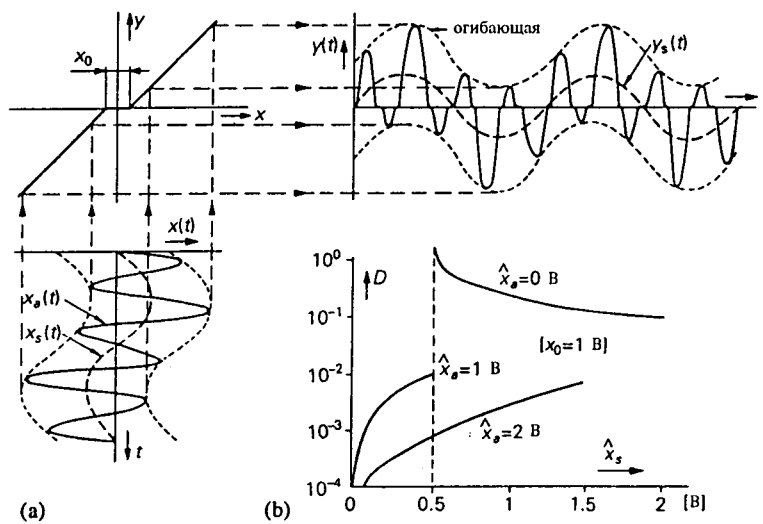


Рис. 3.83. Спрямление мертвой зоны с помощью сигнала подмагничивания. (а) Входной сигнал $x_s(t)$, на который накладывается сигнал подмагничивания $x_a(t)$. Ширина мертвой зоны равна x_0 . В результате низкочастотной фильтрации остается выходной сигнал $y_s(t)$. (б) Искажение D выходного сигнала $y_s(t)$, как функция амплитуды входного сигнала \hat{x}_s , при ширине мертвой зоны 1 В и различных значениях амплитуды сигнала подмагничивания \hat{x}_a .

полной мере статической, и поэтому какой-то ненулевой уровень искажений всегда остается.

Этот метод линеаризации часто применяется. Например, при легком постукивании по измерительному прибору (невысокого качества), стрелка которого застревает из-за трения покоя; при подмешивании вибрации в случае механической передачи с люфтом; при добавлении дрожания для линеаризации аналого-цифрового преобразования и т. д.

Если магнитная лента движется со скоростью v , то записываемый периодический сигнал частоты f будет оставлять на ленте распределение намагниченности с длиной волны $\lambda = v/f$. Когда длина волны λ достигает ширины воздушного зазора w , процесс записи нарушается, поскольку вслед за тем, как на данный участок ленты уже что-то записано, происходит запись следующего фрагмента записываемого сигнала. Поэтому должно выполняться неравенство: $\lambda > w$. Ширина полосы при записи тем больше, чем уже воздушный зазор и чем выше скорость v .

Распределение намагниченности на ленте распознается *читающей головкой*. Эта головка выполняет функцию, обратную той, какую выполняет записывающая головка. Поскольку эти электромагнитные преобразователи обратимы, обе головки действуют по одному и тому же принципу. При прохождении мимо головки участков ленты с различной намагниченностью изменяется поток в сердечнике головки, и в ее катушке наводится эдс $v = -n d\Phi/dt$. Так как $\Phi = c_1 B_r$, а $B_r = c_2 H$ и $H = c_3 i$, снимаемое напряжение v связано с током i в катушке соотношением: $v = c di/dt$. Очевидно, что при магнитной записи происходит дифференцирование сигнала. При увеличении частоты сигнала вдвое коэффициент передачи также увеличивается в 2 раза. Поэтому усилитель в канале считывания должен осуществлять частотную коррекцию путем интегрирования. Очевидно также, что таким способом нельзя записывать сигналы постоянного тока, так как эти сигналы приводили бы к постоянной намагниченности и неизменному потоку. Следовательно никакой эдс не возникало бы на выходе читающей головки.

Рассмотренный способ записи иногда называют *непосредственной записью*. При таком способе записи довольно высок уровень мультипликативных помех. Возмущающие воздействия любого рода, такие как ослабевающий контакт между головкой и лентой из-за частиц пыли или несовершенства магнитного слоя на ленте и др., могут приводить к большим изменениям амплитуды сигнала. По этой причине непосредственную запись применяют при проведении только таких измерений, в которых регистрируемые сигналы по своей природе нуждаются в исключительно широкой полосе частот, а это достижимо только при этом методе записи. В случае других сигналов информацию можно записывать, осуществляя модуляцию того или иного параметра сигнала, кроме амплитуды, например, путем модуляции по частоте, по фазе или по ширине импульсов. Этот метод называют записью с модуляцией. В дальнейшем при воспроизведении сигнал демодулируется в канале считывания. Самым распространенным видом модуляции, применяемым в измерительных регистрирующих устройствах, является частотная модуляция (ЧМ).

ЧМ метод устраняет многие недостатки метода непосредственной запи-

си. В случае применения ЧМ метода входным сигналом модулируется частота генератора. Когда входной сигнал равен нулю, частота сигнала на выходе генератора имеет определенное центральное значение. При считывании записанного ЧМ сигнала он усиливается и ограничивается (поскольку в амплитуде не содержится полезной информации), а затем ЧМ демодулятором преобразуется в напряжение, пропорциональное отклонению текущего значения частоты от ее центрального значения. Большое достоинство ЧМ метода заключается в том, что дефекты магнитной ленты и ее шум не вызывают никаких проблем, так как амплитуда демодулируемого сигнала более стабильна. Более того, больше нет необходимости в том, чтобы намагниченность была пропорциональна напряженности поля при записи. Поэтому линейность демодулированного ЧМ сигнала также выше. Наконец, еще одно достоинство состоит в том, что с помощью ЧМ метода можно записывать сигналы постоянного тока. Правда, ценою, которую придется заплатить, будет сокращение полосы частот примерно раз в 10. ЧМ метод предоставляет также возможность корректировать непостоянство скорости ленты.

По техническим характеристикам измерительные регистрирующие устройства делятся на четыре класса: «узкополосные», «с промежуточной шириной полосы», «широкополосные 1-й группы» и «широкополосные 2-й группы». Скорость ленты бывает стандартизована: 304,8 см/с, 152,4 см/с, 76,2 см/с, , 4,7625 см/с. Каждое следующее значение скорости в этом списке вдвое меньше предыдущего. Следовательно, ширина полосы частот также уменьшается вдвое при переходе на одну ступень в сторону меньшей скорости.

Распределение устройств по классам производится с учетом ширины полосы и отношения сигнал/шум. Устройство, в котором применена непосредственная запись, со скоростью ленты 304,8 см/с, относящееся к классу «с промежуточной шириной полосы» обеспечит полосу от 300 Гц до 600 кГц и отношение сигнал/шум 40 дБ. У устройства из класса «широкополосные 2-й группы» эти характеристики имеют значения от 500 Гц до 2 МГц и 22 дБ соответственно.

Та же классификация применяется к устройствам с ЧМ записью. «Узкополосное» устройство регистрации со скоростью ленты 304,8 см/с, центральной частотой 108 кГц и девиацией частоты $\pm 40\%$ имеет полосу пропускания 0 — 20 кГц по уровню -1 дБ и отношение сигнал/шум 50 дБ. У устройства из класса «широкополосные 2-й группы» с центральной частотой 900 кГц и девиацией $\pm 30\%$ спад амплитудно-частотной характеристики на частоте 400 кГц составляет -3 дБ, а отношение сигнал/шум 36 дБ.

Достоинством магнитной записи является то, что простым изменением скорости ленты можно легко осуществить сжатие и растяжение во времени. Таким путем можно реализовать сдвиг высоко- или низкочастотных сигналов в пределах частотного диапазона измерительной аппаратуры. Можно также производить запись по многим дорожкам на одной ленте, регистрируя, таким образом, не только изменения сигналов во времени, но также и информацию о связи между ними. Это достигается путем применения готовых блоков читающих и записывающих головок. Однажды записанный сигнал можно преобразовывать в электрический сигнал снова и снова, что бывает

очень ценно для анализа. Кроме того, запись на ленте можно стирать, можно вырезать отдельные ее участки и редактировать. Наконец, плотность записи информации на ленте может быть исключительно высокой (то есть может быть запомнено очень большое количество измеренных данных).

3.5.3 Электронная регистрация

У рассмотренных методов регистрации скорость записи сильно ограничена, поскольку для реализации каждого из них требуются движущиеся механические части. Часто, однако, бывает желательно зарегистрировать процесс, протекающий с высокой скоростью, для последующего изучения и анализа. Это можно сделать с помощью быстрой твердотельной памяти. Если из входного сигнала с очень высокой частотой берутся выборки и заносятся в полупроводниковую память, то позднее их можно будет считать оттуда со значительно меньшей скоростью и представить их для наблюдения с помощью осциллографа, например, или с использованием перьевого самописца. В результате мы получим реальное растяжение временной шкалы. Таким путем можно осуществить изменение временного масштаба в 10^9 раз (так что наносекунда становится секундой). Это эквивалентно тому, как если бы наблюдаемое явление происходило в 10^9 раз медленнее. Приборы, с помощью которых это можно сделать, называют устройствами для регистрации быстропротекающих процессов. Необходимо отметить, что хотя в стробоскопическом осциллографе также берутся выборки входного сигнала (см. параграф 4.4), с его помощью можно осуществлять индикацию только *периодических сигналов*, поскольку принцип его действия основан на взятии *когерентных выборок* (см. параграф 2.2). В осциллографе такого типа сигналы не запоминаются, а непосредственно индицируются на экране.

Рис. 3.84 поясняет принцип действия устройства для регистрации переходных (быстропротекающих) процессов. Этот прибор иногда называют *оцифровывающим осциллографом*, в котором осуществляется *дискретизация*, хотя это название включает в себя уже упомянутый стробоскопический осциллограф. Существенной функцией устройства для регистрации переходных процессов является то, что с его помощью можно регистрировать как периодические, так и аperiodические (переходные) сигналы, которые можно выводить для наблюдения позднее со значительно меньшей скоростью и в периодическом режиме.

Электронное устройство для регистрации переходных процессов работает следующим образом. Сначала из входного сигнала в расположенные на равном расстоянии друг от друга моменты времени берутся выборочные значения, которые с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП) переводятся в форму цифровых данных. Эти данные записываются в циклическую полупроводниковую память. В отсутствие сигнала запуска этот процесс происходит непрерывно и новые данные постоянно записываются поверх старых данных. Памятью (длиной слова и числом сохраняемых слов) определяется разрешающая способность по амплитуде и длительность записи. По сигналу запуска сравнивающее устройство переводит счетчик в ак-

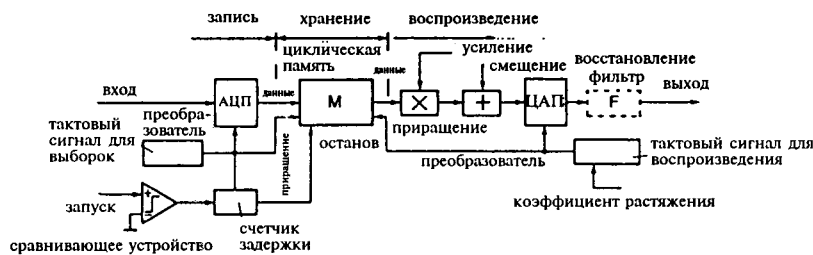


Рис. 3.84. Электронная запись с помощью устройства регистрации быстропротекающих (переходных) процессов. Запись осуществляется путем дискретизации входного сигнала и сохранения выборочных значений в циклической памяти. Сигнал воспроизводится в аналоговом виде при использовании позднее.

тивный режим. Этим счетчиком, в который извне заносится определенное начальное значение, определяется число выборок, которое будет занесено в полупроводниковую память до того, как процесс циклического запоминания будет остановлен. Если, например, объем памяти составляет 4000 слов, а в счетчик задержки в качестве начального значения заносится число 2000, то к моменту, когда содержимое счетчика станет равным нулю, в памяти окажутся заполненными 2000 выборок *до* момента действия сигнала запуска и 2000 выборок *после* этого момента. Поскольку частота тактового сигнала, с которой берутся выборки, точно известна заранее, восстанавливаемый сигнал содержит информацию не только о величине, но также и о форме сигнала как функции времени. Если, например, частота тактового сигнала установлена равной 500 МГц, то мы сможем зарегистрировать сигнал в пределах интервала длительностью ± 4 мкс по обе стороны от момента запуска; выборки берутся каждые 2 нс. Процедура непрерывной записи поверх старых данных, прерываемая в момент времени, задержанный на определенную величину по отношению к моменту запуска, позволяет нам наблюдать события, происходившие *перед* тем, как произошел пуск. После того, как устройство для регистрации переходных процессов остановлено, сигнал в форме цифровых данных сразу же становится доступным для обработки на компьютере. Эти данные можно также вновь преобразовать в аналоговый сигнал, как указано на рис. 3.84. Восстанавливаемый сигнал можно воспроизводить в любом (регулируемом) темпе, который определяется частотой генератора тактового сигнала для воспроизведения. Продолжая начатый пример, предположим, что восстановление сигнала происходит со скоростью 5 выборок в секунду; тогда 10 нс входного сигнала будут соответствовать 1 секунде выходного сигнала (коэффициент растяжения равен 10^8). В этом случае сигнал можно было бы изобразить на перьевом самописце, и это заняло бы в целом 13,3 минуты. Если генератор тактового сигнала, используемого при воспроизведении, поставлен в такой режим работы, что осуществляется сканирование только части памяти, можно реализовать «лупу времени» и

наблюдать только самую интересную часть сигнала. При обратном преобразовании сигнала в аналоговое напряжение совсем легко изменить величину сигнала (усилить его или ослабить) путем умножения в цифровом виде; можно также ввести смещение (добавляя двоичное число). Для того, чтобы при аналоговом восстановлении получалась верная копия входного сигнала, необходимо сгладить скачкообразные приращения выходного сигнала цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), пропустив этот сигнал через фильтр нижних частот. Мы еще вернемся к так называемым восстанавливающим фильтрам в параграфе 4.5. Для правильного восстановления частота (первичных) выборок должна по крайней мере вдвое превышать частоту наиболее высокочастотной составляющей входного сигнала. С этим мы также встретимся в параграфе 4.5. При скорости взятия выборок 500 МГц, как мы предположили в нашем примере, ширина спектра входного сигнала должна быть меньше 250 МГц. Правда, на практике, чтобы сделать ошибки малыми (5%-ными), полосу частот, занимаемую входным сигналом, следует ограничить 50 МГц.

Очевидно, что частотный диапазон устройства для регистрации переходных процессов определяется частотой, с которой берутся *первичные* выборки (темп извлечения из памяти *вторичных* выборок определяется частотой тактового генератора, используемого при восстановлении сигнала). Время, необходимое для взятия каждой первичной выборки, зависит от быстродействия схемы фиксации выборок, процедуры преобразования и записи в память. Поэтому взамен непосредственному эквидистантному взятию выборок изобретен ряд других способов (рис. 3.85). На рис. 3.85(а) выборки из сигнала берутся быстро (в том темпе, в каком изменяется сам сигнал) при равных интервалах времени между выборками. Это как раз тот случай, который мы рассматривали до сих пор. Его называют взятием выборок «в реальном масштабе времени» и для него необходимы чрезвычайно быстрые схемы взятия выборок и АЦП.

На рис. 3.85(б) показано, что выборки из того же самого сигнала можно сделать поочередно, по принципу стробоскопа. Однако теперь сигнал *обязан быть периодическим!* В первом периоде сигнала выборка берется в точке «1». В следующем периоде выборка берется в точке «2». (На самом деле, схема взятия выборок может пропускать целое число периодов перед тем, как взять следующую выборку.) Ясно, что при таком методе преобразование и запись в память могут выполняться тогда, когда это возможно; имеется масса времени. Трудность заключается в той точности, с какой надо поддерживать временные соотношения между моментами взятия выборок и периодом входного сигнала. Если в результате пропуска периодов время между выборками растет, то становится все труднее соблюдать когерентность выборок по отношению к измеряемому сигналу. С другой стороны, чем меньше периодов входного сигнала заключено между соседними выборками, тем быстрее должны срабатывать соответствующие схемы.

На рис. 3.85(с) представлен гибридный способ взятия выборок, называемый дискретизацией со случайным повторением. В течение первого периода сигнала выборки берутся с крупным шагом в точках, помеченных цифрой «1» на равном расстоянии друг от друга. Во втором периоде (снова,

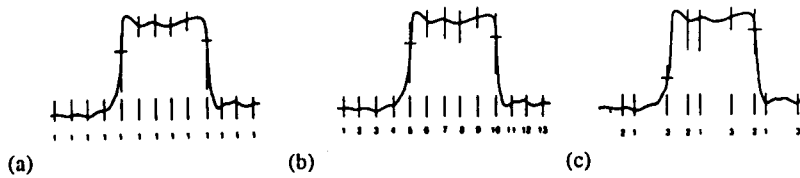


Рис. 3.85. Различные принципы взятия выборок измеряемых сигналов: (а) эквидистантное взятие выборок в реальном времени; (б) последовательное когерентное взятие выборок (по принципу стробоскопа); (с) взятие выборок со случайным повторением. Отметим, что в двух последних случаях принципиально требуется, чтобы входной сигнал был периодическим.

возможно, после того как пропущено несколько периодов) выборки берутся с тем же самым шагом между моментами взятия выборок. Однако эти моменты, помеченные цифрой «2», расположены совершенно случайно по отношению к моментам взятия выборок в первом периоде. В данном случае больше нет необходимости в когерентности выборок с входным сигналом. Необходимо только, чтобы удовлетворялись два требования: расстояние между выборками должно оставаться постоянным, а сигнал должен быть периодическим. Для того, чтобы можно было восстановить входной сигнал, нужно просто измерить расстояние между моментом запуска и моментом времени, задаваемым тактовым сигналом, используемым при взятии выборок.

Электронные измерительные системы

Некоторые комбинации устройства обработки сигнала и индикации в измерительных системах применяются так часто, что они стали самостоятельными приборами. В частности, они используются в оборудовании, созданном для измерения таких основных величин, как частота, амплитуда тока или напряжения, сопротивления и т. д. Приборы, предназначенные для наблюдения периодически повторяющихся сигналов, такие как осциллограф для анализа во временной области или анализаторы спектра для анализа в частотной области, также попадают в эту категорию. Фактически упомянутые величины измеряются исключительно с помощью электронных приборов. В этой главе мы рассмотрим некоторые из таких электронных измерительных систем.

4.1 Измерение частоты

Частота повторения явления определяется как число, показывающее, сколько раз это явление происходит за единицу времени. Интервал времени между двумя повторениями называется периодом T . Следовательно, частота и период связаны соотношением $f = 1 / T$. Поэтому измерение частоты часто можно заменить измерением временного интервала и наоборот.

Существует много методов измерения частоты электрического сигнала. Один из них — *резонансный метод*, который применялся раньше в частотомерах, содержащих набор стержней, вибрирующих под воздействием входного сигнала. Стержни имеют слегка различающиеся резонансные частоты. Частота входного сигнала принимается приблизительно равной резонансной частоте стержня с наибольшей амплитудой вибраций. (Этот метод измерения применялся для определения линейной частоты вспомогательных силовых генераторов переменного напряжения.)

Другой метод измерения частоты основан на *преобразовании частоты в напряжение* (см. рис. 4.1). Здесь входной сигнал сначала преобразуют в сигнал

прямоугольной формы. Нарастающий фронт прямоугольного колебания запускает ждущий мультивибратор, который вырабатывает синхронизованный с входным сигналом узкий импульс с фиксированной амплитудой V и длительностью T . Затем эти импульсы пропускаются через фильтр нижних частот и их среднее значение (постоянная составляющая) индицируется стрелочным прибором. Диапазон преобразователя частоты в напряжение такого типа составляет приблизительно две декады. На высоких частотах он ограничен временем нарастания прямоугольных колебаний, а также временем нарастания и спада импульсов ждущего мультивибратора. На низких частотах ограничение обусловлено фильтром нижних частот. Частота среза этого фильтра должна быть достаточно низкой, чтобы минимизировать пульсации выходного сигнала, поступающего на стрелочный прибор. Эти пульсации являются следствием неполной фильтрации импульсного напряжения V_B . Чтобы иметь возможность измерять низкие частоты, частота среза фильтра должна быть уменьшена, а это делает отклик системы очень инерционным.

Преобразователь *временного интервала в напряжение* не имеет последнего недостатка. Этот преобразователь создает напряжение, пропорциональное времени между двумя последовательными прохождениями входного сигнала через нуль. То есть здесь, в отличие от измерения частоты, фактически измеряется период. Первый шаг преобразования аналогичен указанному на рис. 4.1. Импульсами V_B синхронизируется генератор пилообразного напряжения (см. рис. 4.2). Напряжение V_S , создаваемое этим генератором, имеет строго определенный наклон и сбрасывается положительным фронтом импульсов V_B . В момент появления импульса, напряжение V_S достигает значения, которое запоминается схемой хранения точно на один период. Полученное таким образом выходное напряжение V_0 пропорционально измеренной длительности предыдущего периода. Для больших периодов диапазон измерения ограничен максимально достижимой амплитудой пилообразного напряжения. Для малых периодов ограничение обусловлено временем обратного хода пилообразного напряжения. Диапазон измерения также составляет приблизительно две декады.

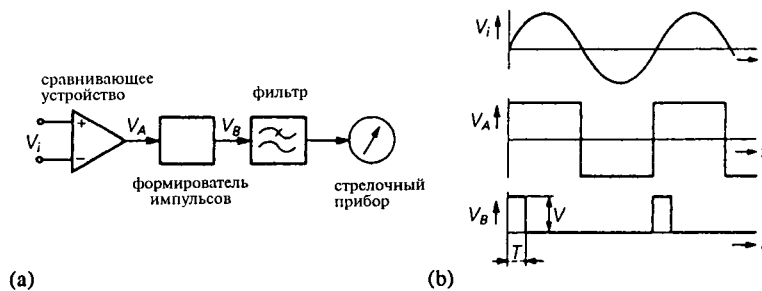


Рис. 4.1. (а) Принцип действия преобразователя частоты в напряжение. (б) Временные диаграммы, иллюстрирующие работу преобразователя.

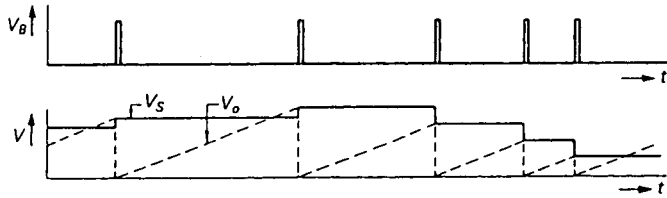


Рис. 4.2. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу преобразователя временного интервала в напряжение.

Чаще всего для измерения частоты и периода используется *метод счета*, применяемый в *частотомерах* и *измерителях периода*. Строго говоря, это название неправильно, поскольку считать можно только числа, а не величины, имеющие физическую размерность, такие как частота или временной интервал. В частотомере подсчитывается число колебаний измеряемого сигнала, попадающих в один период опорного сигнала точно заданной частоты. В измерителе периода процедура обратна описанной, то есть подсчитывается число периодов опорного сигнала, попадающих в один период измеряемого сигнала. Следовательно, с помощью одного и того же счетчика можно выполнять оба измерения, меняя местами два сигнала. Большая популярность этого метода измерения, в основном, связана со стремительным развитием быстрых цифровых схем и наличием сверхстабильных и точных кварцевых управляемых генераторов.

Частотомер с помощью сравнивающего устройства преобразует входной сигнал в сигнал прямоугольной формы той же самой частоты (см. рис. 4.3(a)). Пока вентиль открыт (пропускает сигнал), десятичный счетчик считает периоды входного сигнала V_i . После того, как вентиль закроется, результат счета индицируется алфавитно-цифровым дисплеем. Длина временного интервала, в течение которого вентиль открыт (время счета), определяется частотой f_0 опорного генератора. Эта частота f_0 делится перестраиваемым делителем частоты с коэффициентом деления кратным 10 (декадным счетчиком). Время счета при этом устанавливается равным половине одного периода колебания, полученного делением частоты опорного колебания. Следовательно, частоту сигнала, управляющего вентилем, следует еще раз поделить на 2 на пути от выхода декадного счетчика до вентиля, учитывая, что вентиль открыт при низком управляющем напряжении и закрыт при высоком. Тогда время счета равно $10^n / f_0$, где n — установленное число разрядов декадного счетчика (который делит на 10^n). Таким образом, число подсчитанных периодов входного сигнала в конце времени счета равно:

$$c = \frac{10^n f_i}{f_0} \pm 1,$$

где f_i — частота входного сигнала. Видно, что метод счета используется,

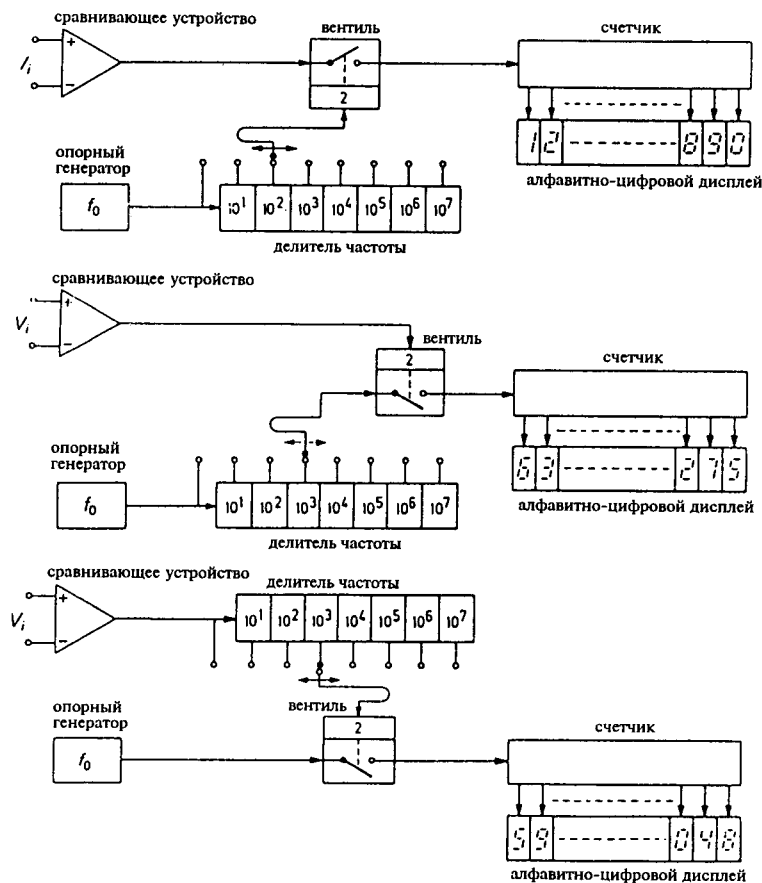


Рис. 4.3. Измерение частоты и периода с использованием метода счета: (а) частотомер; (б) измеритель периода; (с) измеритель периода с усреднением.

чтобы найти отношение; мы определяем величину f_i по отношению к f_0 . Поэтому опорная частота f_0 должна быть задана точно.

Опорный сигнал генерируется кварцевым генератором. Хороший срез кристалла кварца можно использовать как механический резонатор с очень высокой добротностью (10^6 – 10^7). Пьезоэлектрический кристалл применяется для стабилизации частоты генерируемых колебаний. Часто всю схему генератора помещают в термостат с целью поддержания постоянной температуры, даже в то время, когда генератор не используется. Таким образом достигается кратковременная стабильность 5×10^{-11} в час и уход частоты — из-за старения — менее чем 5×10^{-10} в день.

Максимальная частота, которую можно измерить таким способом, определяется быстродействием цифровых счетчиков. Этим способом можно еще

измерять частоту до 150 — 200 МГц. Нижний предел частоты определяется длительностью времени счета, необходимого для подсчета достаточного числа периодов. Накопление достаточно большого числа периодов необходимо для получения малой *ошибки квантования*, которая всегда имеет место при счете в пределах строба. Поскольку момент переключения вентиля не связан с моментом пересечения нуля входным сигналом, ошибка квантования равна плюс или минус одному периоду входного сигнала.

Особенно это проявляется на низких частотах, когда счетчик и дисплей заполнены не полностью и ошибка квантования приводит к относительно большой погрешности измерения частоты.

Пусть, например, частота f_0 равна 1 МГц, а максимальный коэффициент деления частоты $n = 10^7$. Тогда наибольшее время счета, которое можно выбрать, составляет 10 с. Частота, точно равная 900 кГц, будет индцироваться как 9000000 ± 1 , в то время как результатом измерения частоты 9 Гц будет 90 ± 1 . Следовательно, ошибка квантования в частотомере обратно пропорциональна измеряемой частоте. Очевидно, что она изменяется также обратно пропорционально времени счета.

На низких частотах предпочтительнее заменить измерение частоты на *измерение периода*. Это легко достигается перестановкой входного сигнала и сигнала опорного генератора (см. рис. 4.3(b)). Время счета теперь равно периоду $1/f_i$ входного сигнала V_i , и в течение этого интервала теперь подсчитываются периоды опорного колебания. Таким образом, результат счета в конце времени счета равен:

$$c = \frac{f_0}{10^n f_i} \pm 1.$$

В отличие от предыдущего случая число, накопленное в счетчике, будет тем больше, чем ниже частота f_i . Следовательно, по мере понижения частоты влияние ошибки квантования (член ± 1 в выражении для c) становится меньше. Относительная ошибка квантования при измерении периода пропорциональна частоте входного сигнала. (Противоположный результат наблюдается в случае измерения частоты: ошибка уменьшается с повышением частоты.) При измерении периода относительная ошибка квантования обратно пропорциональна поделенной частоте $10^n / f_0$ опорного колебания.

При измерении периода в дополнение к ошибке квантования возникает еще одна ошибка из-за *погрешности в задании времени счета*. Как можно видеть из рис. 4.4, входной сигнал V_i содержит шум, искажения и помехи. Поэтому момент прохождения входного сигнала через нуль не будет точно совпадать с моментом пересечения нуля чистым сигналом. В примере, показанном на рис. 4.4, время счета больше не равно T , а составляет величину $T + \Delta T_1 + \Delta T_2$. Относительная ошибка времени счета определяется соотношением $(\Delta T_1 + \Delta T_2)/T$. По мере увеличения наклона dV_i/dt при прохождении входного сигнала V_i через нуль, ошибка времени счета будет уменьшаться, если искажения сохраняются прежними. Очевидно, что идеальным является входной сигнал прямоугольной формы.

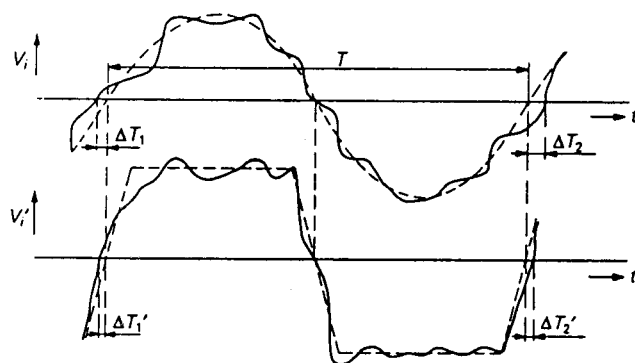


Рис. 4.4. Ошибка времени счета $\Delta T_1 + \Delta T_2$, возникающая в результате наложения сигналов помехи на входной сигнал V_i . Если наклон входного сигнала при пересечении им уровня нуля становится круче, то та же самая помеха приведет к меньшим ошибкам времени счета $\Delta T_1' + \Delta T_2'$.

Вклад ошибок времени измерения и ошибок квантования в результирующую ошибку можно уменьшить используя метод *усреднения периода*. (см. рис. 4.3(с)). Здесь частота f_i входного сигнала делится декадным счетчиком на 10^n . Это фактически соответствует умножению числа подсчитанных периодов входного сигнала на 10^n . Теперь та же самая ошибка времени счета приходится на много большее время счета. Относительная погрешность времени счета обратно пропорциональна числу периодов, по которым проведено усреднение. Это применимо также к ошибке квантования, поскольку число, накопленное в счетчике дисплея, увеличивается с числом усредняемых периодов.

На рис. 4.5 изображено порознь влияние ошибки квантования, ошибок времени измерения и ошибок опорной частоты f_0 при различных значениях измеряемой частоты f_i входного сигнала. Вклад погрешности частоты опорного колебания f_0 в относительную ошибку измерения \mathcal{E} не зависит от измеряемой частоты f_i . Реалистическая оценка ошибки такого типа дает величину 3×10^{-7} . Вклад ошибки квантования зависит от частоты. При измерении частоты ошибка квантования обратно пропорциональна значению измеряемой частоты f_i . При измерении периода она пропорциональна частоте f_i . Это определяет наклоны прямых на рис. 4.5. Погрешность квантования обратно пропорциональна времени счета, а также обратно пропорциональна числу периодов, по которым проводится усреднение. Таким образом, возникает семейство прямых. Абсолютное положение каждой из этих линий можно определить следующим образом. Если измеряемая частота f_i равна 1 МГц, а время счета точно равно 1 с, то на индикаторе получим значение 1000000. Относительная ошибка квантования при этом равна $\varepsilon = 10^{-6}$. Этот случай отмечен на рис. 4.5 точкой А. Если измерение периода выполняется только по одному периоду и при частоте входного сигнала 10 кГц индицируется число

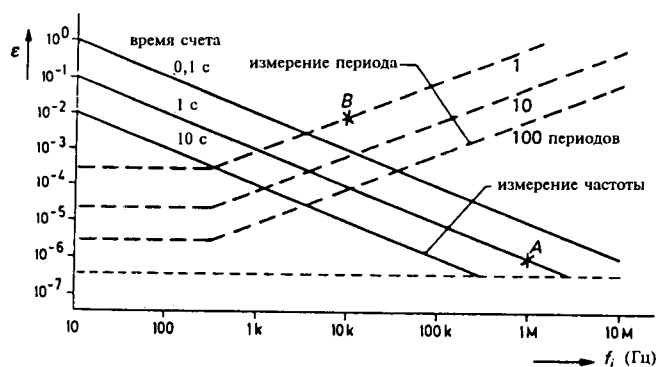


Рис. 4.5. Относительная ошибка измерения ϵ при измерении частоты и периода, вызванная ошибками квантования, ошибками времени счета и опорной частоты f_0 . В приведенном примере $f_0 = 1$ МГц.

100, то относительная ошибка квантования составляет 10^{-2} . На рис. 4.5 это соответствует точке В. На низких частотах погрешность измерения периода определяется ошибкой времени счета. Предположение о том, что отношение сигнал/шум на входе не зависит от частоты, приводит к постоянной относительной ошибке времени счета. Реальная величина этой ошибки равна 3×10^{-4} . Если выполнено усреднение по 10^n периодам, то ошибка времени счета уменьшится в 10^n раз. Ошибка времени измерения приводит к выравниванию графиков ошибки в левой части рис. 4.5.

4.2 Измерение фазы

Существует много способов измерения разности фаз двух периодических сигналов. В силовой электронике для измерения разности фаз между переменным током и напряжением часто используется электродинамический прибор, состоящий из двух перпендикулярно расположенных подвижных катушек.

Для грубого определения разности фаз двух сигналов можно воспользоваться осциллографом. Если один сигнал подан на вертикальный вход (вход y), а другой - на горизонтальный вход (вход x), то на экране появляется фигура Лиссажу, имеющая форму эллипса, по которой можно определить разность фаз. Различия сдвигов по фазе во входных усилителях осциллографа приводит здесь к ошибке измерения. Однако это различие легко определить, подавая один и тот же сигнал на оба входа и вычитая затем эту величину из измеренной разности фаз.

С помощью осциллографа можно также определить разность фаз двух сигналов, выполнив измерение двух интервалов времени. Двухлучевой осциллограф позволяет нам измерять временной интервал Δt между момента-

мы пересечения нуля двумя сигналами. Если период сигнала T известен, то мы можем определить разность фаз как $\phi = 2\pi \Delta t/T$ радиан. Однако фазовые измерения с помощью осциллографа не очень точны. Для более точных измерений существуют другие методы.

На рис. 4.6 показан метод компенсации фазы. Блок A представляет собой фазовращатель, дающий точно известный сдвиг фазы. Сначала один и тот же сигнал (V_1 или V_2) подается на оба входа для того, чтобы с помощью регулировки в блоке B установить нуль на выходе системы. Затем на входы подаются два сигнала V_1 и V_2 , между которыми мы хотим измерить разность фаз. Снова нуль-детектор устанавливается на нуль, но на этот раз с помощью подстройки только в фазовращателе A . Отсчет по шкале в блоке A дает разность фаз двух сигналов. Точность этого метода почти целиком зависит от точности, с которой известен сдвиг фазы в фазовращателе A . Этот метод обычно применяется в случае высокочастотных сигналов.

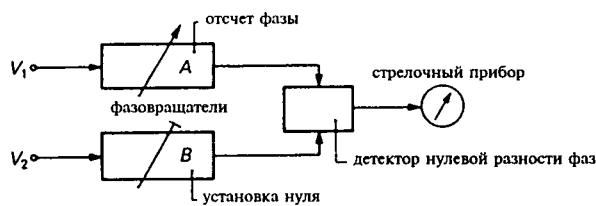


Рис. 4.6. Компенсационный метод измерения разности фаз.

Значительно популярнее метод измерения разности фаз, основанный на преобразовании интервала времени в напряжение. В фазометре такого типа оба входных сигнала V_1 и V_2 с помощью компараторов преобразуются в прямоугольные колебания. На рис. 4.7 эти прямоугольные сигналы обозначены как V_1' и V_2' . Временной интервал Δt между двумя положительными фронтами этих сигналов измеряется с помощью фазового детектора, в котором формируются импульсы с известной амплитудой V_p и той же самой длительностью Δt . На выходе фильтра нижних частот получаем среднее значение этих импульсов V_{avg} . Если T — период входных сигналов, то напряжение на выходе фильтра равно $V_{avg} = V_p \Delta t/T$. Поэтому фазовый угол $\phi = 2\pi \Delta t/T$ составляет:

$$\phi = 2\pi \frac{V_{avg}}{V_p}$$

Частотный диапазон этого метода измерения разности фаз со стороны низких частот ограничен фильтром нижних частот. Ограничение со стороны высоких частот зависит от быстродействия логических схем. Точность изме-

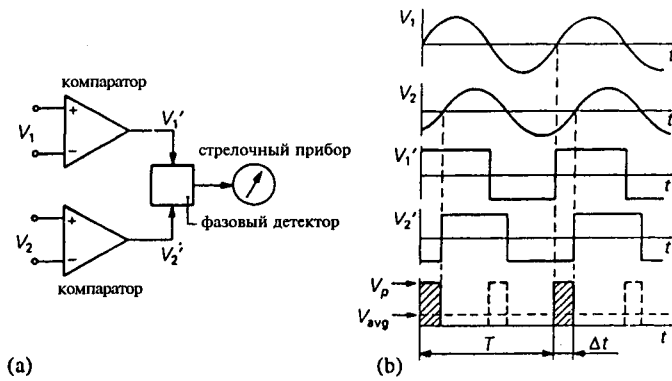


Рис. 4.7. (а) Электронный фазометр с преобразованием временного интервала в напряжение. (б) Временные диаграммы, поясняющие его принцип действия.

рения определяется точностью задания напряжения V_p , разностью задержек во входных блоках фазового детектора и погрешностью, с которой компараторы реагируют на пересечение входными сигналами нуля. Эта погрешность является результатом различия напряжений смещения у компараторов. При наличии смещения момент срабатывания компаратора зависит от скорости изменения входного сигнала.

В рассмотренном методе фактически измеряется время между моментами пересечения входными сигналами нуля. Следовательно, форма входного сигнала не будет оказывать влияния на результат измерения, если момент пересечения нуля остается в одном и том же месте.

Часто мы хотим измерить разность фаз двух синусоидальных сигналов или, когда входные сигналы искажены, разность фаз двух первых гармоник. В общем случае из-за искажений возникают ошибки измерения, поскольку присутствие более высоких гармоник может изменить момент пересечения сигналом нулевого уровня или даже привести к появлению дополнительных пересечений нуля. Коэффициент гармонических искажений d_n , вызванных n -ой гармоникой с амплитудой a_n , определяется как:

$$d_n = \frac{a_n}{a_1} \quad (n = 2, 3, \dots),$$

где a_1 — амплитуда первой гармоники. Если $d_n \leq 1/n$, то дополнительных пересечений нуля не появится. Это можно проверить графически. В практической ситуации следует полагать, что допустимый уровень искажений не настолько велик, чтобы возникали дополнительные пересечения нуля. В противном случае ошибки измерения были бы чрезмерно велики.

Если искажения меньше указанных, то это, как правило, вызовет сдвиг момента пересечения нуля по отношению к моменту пересечения нуля первой гармоникой. Только в том случае, когда гармоника находится в фазе или

в противофазе с первой гармоникой, этого не произойдет. Если гармоники имеют различные фазы, то необходимо отдельно рассмотреть влияние четных и нечетных гармоник. Четные гармоники вызовут сдвиги моментов пересечения нуля на нарастающем и на спадающем отрезках сигнала в противоположных направлениях, в то время как нечетные гармоники будут вызывать сдвиги в одном и том же направлении. Следовательно, можно компенсировать сдвиг, вызванный искажениями из-за четных гармоник, но этого нельзя сделать при искажениях, связанных с наличием нечетных гармоник. В случае искажения четными гармониками разность фаз двух сигналов определяется сначала по моментам пересечения ими нуля снизу вверх, а затем по моментам пересечения ими нуля сверху вниз. Компенсация достигается путем вычисления среднего значения по результатам этих двух измерений. Это легко осуществить, переключая фазовый детектор, изображенный на рис. 4.7(a), на срабатывание от обоих положительных или отрицательных фронтов прямоугольных колебаний V_1' и V_2' , при этом во втором случае формируются импульсы, изображенные пунктиром на рис. 4.7(b).

Можно показать, что максимальная ошибка $\Delta\phi$ при измерении разности фаз ϕ , вызванная смещением момента прохождения через нуль из-за искажения нечетной гармоникой, равна:

$$\Delta\phi = d_n \text{ радиан} = 57d_n \text{ градусов.}$$

Это выражение применимо также для определения максимальной ошибки измерения при искажении четной гармоникой, если не применяется упомянутая выше компенсация.

Пример

Если сигнал искажен третьей гармоникой и коэффициент искажения равен 1%, то максимальная ошибка при измерении фазы составит 10^{-2} радиан или 0,57 градуса.

Частотный диапазон электронных фазометров такого типа простирается приблизительно от 10 Гц до 5 МГц с погрешностью $\pm 0,05$ градуса на частоте 50 кГц и ± 3 градуса во всем частотном диапазоне.

Если входные сигналы искажены шумом, то определение разности фаз по моментам прохождения через нуль затруднено и результат измерения также будет содержать случайные ошибки. Предполагая, что в среднем шум сдвигает момент пересечения нуля как вперед, так и назад, влияние шума на результат измерения можно уменьшить, беря среднее значение по большому числу измерений. Влияние шума тем меньше, чем больше скорость пересечения сигналом нулевого уровня. Следовательно, сигналы прямоугольной формы являются идеальными для измерения разности фаз.

4.3 Цифровые вольтметры

Цифровой вольтметр фактически может измерять только постоянное напряжение. Однако такое измерение можно выполнять чрезвычайно точно (с погрешностью $\leq 10^{-5}$) и быстро (до 100 измерений в секунду). Этой высокой скоростью измерения можно воспользоваться для перевода в цифровую форму медленно меняющихся переменных сигналов. Можно также поместить на входе цифрового вольтметра мультиплексор, который будет последовательно просматривать большое число точек измерения (осуществлять временное уплотнение, см. рис. 2.10). Обычно цифровые вольтметры можно непосредственно связать с компьютером, например по шине GPIB (о которой пойдет речь в разделе 4.5.7). Кроме того, часто цифровые вольтметры являются программируемыми, что позволяет компьютеру управлять ими, посылая инструкции, указывающие, когда начать измерение, какой диапазон измерений использовать и т. д. Это позволяет реализовать полностью автоматизированную измерительную систему. В дополнение к внешнему программированию цифровой вольтметр способен также автоматически определять нужный диапазон измерения и даже полярность входного сигнала. Важно, что в таком вольтметре вводится определенный гистерезис, чтобы при автоматическом определении диапазона избежать перескоков между двумя смежными диапазонами, при индикации некоторого (почти постоянного) напряжения в конце диапазона. Если, например, в вольтметре установлен диапазон 1 В и входное напряжение постепенно повышается, то он не переключится на диапазон 10 В до тех пор, пока входное напряжение не достигнет величины 1,2 В (допускается 20%-е превышение верхнего предела). Справедливо и обратное: если установлен диапазон 10 В и входное напряжение уменьшается, то вольтметр переключится на диапазон 1 В, когда входное напряжение упадет ниже величины 1 В.

Иногда на основе цифровых вольтметров создаются приборы, с помощью которых, помимо напряжения, можно измерять другие величины. Такие приборы называются цифровыми мультиметрами. Эти приборы измеряют переменное напряжение, используя один из методов преобразования переменного напряжения в постоянное, рассмотренных в разделе 3.3.5. Характеристики преобразователя дают погрешности порядка 10^{-3} . Другой функцией, доступной в мультиметрах, является измерение сопротивления. Сопротивление определяется путем пропускания через резистор точно известного тока и измерения падения напряжения на нем.

Цифровые измерители прекрасно подходят для *точных* и *быстрых* измерений и с их помощью легко собирать *большое число* измеренных данных. Для этих применений аналоговая индикация была бы очень утомительной, потребовала бы значительных затрат времени и приводила бы к большому числу ошибок считывания. Если требуются автоматические измерения, то цифровой прибор должен быть программируемым и иметь выход на шину.

Цифровой вольтметр создается на основе АЦП с единственным диапазоном измерения (обычно 10 В). Очевидно, что цифровой вольтметр должен иметь много диапазонов, например, от 100 мВ до 1 кВ с 10-кратным измене-

нием от диапазона к диапазону (в отличие от аналоговых приборов, с 3-кратным изменением от диапазона к диапазону). Эти диапазоны организуются с помощью усиления малых по величине сигналов и ослабления больших сигналов. При использовании однополярного АЦП, полярность входного сигнала можно изменять с помощью инвертирующего усилителя.

Входной усилитель, аттенюатор, инвертор полярности и АЦП цифрового вольтметра обычно имеют плавающий, то есть незаземленный, вход, как это имеет место в измерительном усилителе (см. раздел 3.3.4). Это делается для того, чтобы получить большое значение коэффициента ослабления низкочастотного синфазного сигнала, такого как фон от сети и т. д. Плавающий блок прибора защищен экраном, на который, с целью минимизации емкостного и индуктивного наведения помех, подано синфазное напряжение. Цифровые сигналы управления и цифровой выходной сигнал прибора передаются через защитный экран с помощью небольших импульсных трансформаторов или оптопар.

Кроме ослабления синфазного сигнала, принимаются также меры для *подавления пульсаций основного сигнала в нормальном режиме* (normal-mode rejection). Различные источники создают мешающие переменные сигналы, накладывающиеся на постоянное напряжение, которое мы хотим измерить. Такой сигнал почти всегда содержит фон с частотой 50 Гц и более высокие гармоники. Можно считать, что источник помехи включен последовательно с источником основного сигнала. Мерой нечувствительности цифрового вольтметра к такого рода помехам является коэффициент подавления помех в нормальном режиме (Normal-Mode Rejection Ratio, NMRR). Помехи могут приводить к большим ошибкам измерения. Эти ошибки можно уменьшить, установив на входе цифрового вольтметра фильтр нижних частот. Такой входной фильтр эффективно подавляет шум, резкие выбросы напряжения и т. д., имеющиеся во входном сигнале. Однако для того, чтобы этот фильтр был эффективным в отношении фона от сети с частотой 50 Гц, полоса пропускания должна быть малой (не выше 10 Гц); цифровой вольтметр при этом становится медленным. Скачок входного напряжения следует удерживать в течение относительно долгого времени (приблизительно 0,1 с), пока не установится напряжение на выходе фильтра нижних частот. Только после этого цифровой вольтметр может измерить новое значение напряжения; таким образом, полное время отклика будет еще больше, так как оно включает время преобразования АЦП, входящего в состав цифрового вольтметра. К счастью, имеются такие АЦП, которые нечувствительны к помехам, обусловленным силовой сетью. В этих АЦП входной сигнал интегрируется в течение заданного интервала времени T и на выходе формируется цифровой сигнал, пропорциональный среднему значению входного напряжения за время T . Таким способом периодический сигнал помехи с частотой основной составляющей $1/T$ может быть полностью удален.

Коэффициент NMRR определяется как отношение пикового значения \hat{v} синусоидального напряжения помехи в нормальном режиме $\hat{v} \sin \omega t$ к максимальной ошибке в индицируемой величине ΔV_{\max} , вызванной этой помехой:

$$\text{NMRR} = \left| \frac{\hat{v}}{\Delta V_{\max}} \right|.$$

Значение NMRR зависит от частоты. Легко найти эту зависимость для интегрирующего АЦП с временем интегрирования T . Подадим на вход в нормальном режиме только напряжение помехи и найдем максимальное выходное напряжение, беря среднее на интервале $(t, t + T)$:

$$\Delta V = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \hat{v} \sin \omega t \, dt = -\frac{\hat{v}}{\omega T} \{ \cos \omega(t+T) - \cos \omega t \}.$$

В результате простых тригонометрических преобразований получим:

$$\Delta V = \frac{2\hat{v}}{\omega T} \sin\left(\frac{1}{2}\omega T\right) \sin\left(\omega t + \frac{1}{2}\omega T\right).$$

Напряжение на выходе будет иметь максимальное значение ΔV_{\max} , если аналого-цифровое преобразование начинается точно в тот момент, когда ΔV максимально, то есть когда $\sin\left(\omega t + \frac{1}{2}\omega T\right) = 1$. Таким образом,

$$\Delta V_{\max} = \frac{2\hat{v}}{\omega T} \sin \frac{1}{2}\omega T = \frac{\hat{v}}{\pi f T} \sin \pi f T,$$

и коэффициент NMRR равен:

$$\text{NMRR} = \left| \frac{\hat{v}}{\Delta V_{\max}} \right| = \left| \frac{\pi f T}{\sin \pi f T} \right|.$$

На рис. 4.8 изображена зависимость NMRR от частоты синусоидальной помехи для АЦП с временем интегрирования $T = 100$ мс. Функция, описывающая поведение NMRR, имеет полюсы на частотах $f = n / T$, где n — целое число. Нижний предел NMRR равен единице при частоте f , стремящейся к 0 Гц. Пунктирная прямая, касательная к отдельным ветвям на этом графике, как функция частоты имеет вид: $\pi f T$. Из рис. 4.8 видно, что влияние помехи равно нулю, если время интегрирования T выбрано равным точно периоду повторения помехи или кратно (в n раз больше). Так как в нормальном режиме помеха обусловлена, главным образом, силовой сетью, имеющей частоту 50 Гц, время интегрирования T выбирается обычно равным $n \times 20$ мс. Даже если сигнал помехи от силовой сети искажен и содержит гармоники, они также будут полностью устранены, если время интегрирования цифрового вольтметра T выбрано равным или кратным периоду первой гармоники периодической помехи в нормальном режиме.

Скорость измерения цифровым вольтметром ниже, чем максимальная скорость преобразования находящегося внутри него АЦП, так как некоторое время требуется также для принятия решения о полярности сигнала и диапазоне измерения, для коррекции смещения нуля и т. д. Поэтому макси-

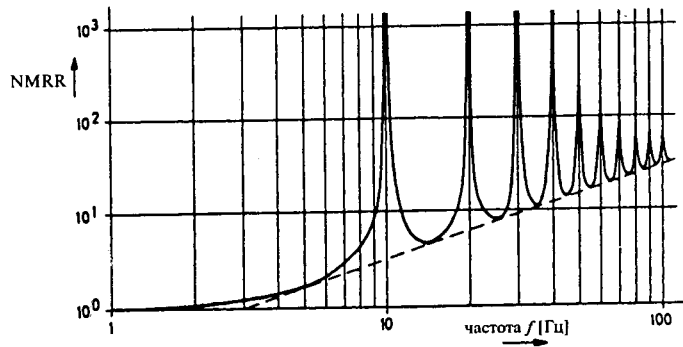


Рис. 4.8. Зависимость коэффициента NMRR от частоты синусоидальной помехи для АЦП с временем интегрирования $T = 100$ мс.

малое число измерений в секунду, выполняемых цифровым вольтметром, обычно указывается в его характеристиках. В интегрирующем АЦП при изменении частоты измерений будет изменяться только задержка между двумя измерениями, но не время интегрирования, которое определяется частотой сети и сохраняется постоянным.

Какой конкретно метод аналого-цифрового преобразования является подходящим для цифрового вольтметра, в значительной степени зависит от следующих факторов:

- точность,
- разрешающая способность,
- нечувствительность к помехам в нормальном режиме,
- скорость преобразования.

Разрешающая способность должна быть выше требуемой точности, так как иначе желаемой точности достичь нельзя. Пусть, например, погрешность равна 10^{-4} , тогда разрешающая способность должна быть не менее 10^4 , чтобы полностью реализовать эту погрешность. Следовательно, устройство индикации должно иметь, по крайней мере, четыре разряда.

Если разрешающая способность цифрового вольтметра много выше требуемой с точки зрения его точности, то им можно воспользоваться для точного сравнения двух величин (метод замещения). Необходимость ослабления помехи понижает частоту преобразования; интегрирующий АЦП медленнее, чем неинтегрирующий.

На рис. 4.9 показан способ реализации интегрирующего АЦП, преобразующего напряжение входного сигнала в частоту. Сначала входное напряжение V_i преобразуется в ток I с помощью резистора, имеющего точно известное сопротивление, так что $I = V_i / R$. Этот ток используется для заряда конденсатора с точно известной емкостью C . Напряжение V_C на конденсаторе равно:

$$V_C = \frac{1}{C} \int_0^t I dt + V_C(0) = \frac{1}{RC} \int_0^t V_i dt + V_C(0).$$

Как только напряжение на конденсаторе достигнет определенного точно заданного опорного напряжения V_R , сравнивающее устройство, помеченное знаком $+$, изменяет направление тока, так что теперь конденсатор разряжается, причем с той же самой скоростью. Таким образом, напряжение на конденсаторе линейно изменяется строго между двумя уровнями $+V_R$ и $-V_R$, то есть является пилообразным напряжением с полным размахом равным $2V_R$. Заряд q_p , получаемый конденсатором за полупериод пилообразного напряжения с положительным наклоном, равен:

$$q_p = 2CV_R = \int_{t_i}^{t_{i+1}} I dt = \frac{1}{R} \int_{t_i}^{t_{i+1}} V_i dt ,$$

где t_i и t_{i+1} соответствуют моментам начала и конца соответствующего полупериода пилообразного напряжения. В течение полупериода с отрицательным наклоном с конденсатора стекает заряд q_n . Этот заряд равен:

$$q_n = 2CV_R = \int_{t_{i-1}}^{t_i} I dt = \frac{1}{R} \int_{t_{i-1}}^{t_i} V_i dt .$$

Точки t_{i-1} и t_i представляют собой начало и конец полупериода пилообразного напряжения с отрицательным наклоном. Очевидно, что:

$$q_p = q_n$$

(баланс зарядов)

и, следовательно,

$$\int_{t_{i-1}}^{t_i} V_i dt = \int_{t_i}^{t_{i+1}} V_i dt = 2RCV_R .$$

Когда пилообразное напряжение достигает минимального (или максимального) значения, вентиль открывается и счетчик начинает считать число полных периодов пилообразного сигнала. Вентиль открыт в течение известного фиксированного времени счета T . Если обозначить через n общее число полных периодов пилообразного сигнала, попадающих в интервал T , то можно записать:

$$\int_{t_1}^{t_{2n+1}} V_i dt = 2n 2RCV_R .$$

Отсюда находим накопленное в счетчике полное число периодов n , которое показывает цифровой вольтметр:

$$n = \frac{1}{4RCV_R} \int_{t_1}^{t_{2n+1}} V_i dt .$$

В действительности мы хотим определить среднее значение V_i за время T ,

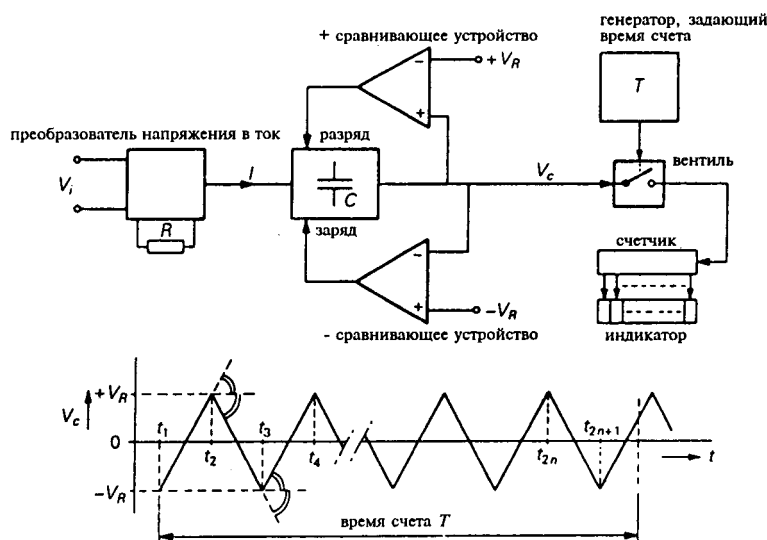


Рис. 4.9. Интегрирующий АЦП с преобразованием напряжения в частоту.

а не на интервале $t_{2n+1} - t_1$. Очевидно, что этот метод дает ошибку усечения; индицируемая величина может быть на единицу меньше. Чем выше частота пилообразного сигнала для данного V_R , тем больше n и тем меньше ошибка усечения.

АЦП, основанный на принципе баланса зарядов, интегрирует входной сигнал за время T . Если V_i строго постоянное напряжение, то пилообразное напряжение будет совершенно симметричным. Однако в случае, когда V_i содержит также и помеху, форма сигнала не будет больше симметричной, и мгновенная частота будет изменяться. Коэффициент NMRR зависит от продолжительности времени интегрирования T . Точность измерения зависит от точности, с которой известны R и C , и от точности задания опорных напряжений $+V_R$ и $-V_R$ и времени T . Можно предположить, что основной недостаток интегрирующего АЦП такого типа, преобразующего напряжение в частоту, состоит в том, что правильность его работы зависит от точности слишком большого числа элементов схемы.

Мы можем определить необходимые значения параметров для АЦП этого типа следующим образом: Если требуемый диапазон входных напряжений находится в пределах от 0 до 10 В с максимальной погрешностью $\pm 5 \times 10^{-4}$, то необходимо разрешение по меньшей мере 10^4 . Чтобы получить большое значение коэффициента NMRR для фона с частотой 50 Гц, время интегрирования T должно быть кратно 20 мс. Последнее требование состоит в том, чтобы максимальная скорость измерений составила 10 измерений в секунду. Тогда наибольшее допустимое время интегрирования равно 80 мс. Разрешение 10^4 будет обеспечено в том случае, когда за это время при входном напряжении $V_i = 10$ В содержимое счетчика достигнет значения $n = 10^4$. Если

напряжение V_i постоянно, то $n = TV_i / 4RCV_R$, откуда следует, что $RCV_R = 2 \times 10^{-5}$ В·с. Если выбрать $V_R = 5$ В, то полный размах пилообразного напряжения станет равным 10 В, что легко реализовать. Практические значения для R и C следующие: $R = 4$ кОм, $C = 1$ нФ. Если T , R , C и V_R выдержаны с относительной погрешностью меньше, чем 10^{-4} , то упомянутое вначале требование по точности удовлетворяется. При $V_i = 10$ В частота пилообразного напряжения составляет $n / T = 125$ кГц. При уменьшении входного напряжения эта частота пропорционально уменьшается.

Число элементов схемы, требующих высокой точности, можно уменьшить интегрируя известное опорное напряжение непосредственно перед интегрированием входного сигнала или сразу после него. Отношение результатов этих двух измерений уже не будет зависеть от параметров элементов схемы (если только они не изменяются в процессе измерения). Точность такого измерения отношения напряжений в основном определяется точностью задания опорного напряжения и линейностью АЦП. Этот метод отношений применяется в так называемых АЦП с двойным интегрированием. На рис. 4.10 приведен пример АЦП с двойным интегрированием.

Во время первой половины измерения входное напряжение V_i интегрируется в течение фиксированного времени T , например, с помощью преобразователя напряжения в ток ($I = V_i / R$) и конденсатора или интегратором Миллера (когда конденсатор C включен в качестве элемента отрицательной обратной связи, охватывающей операционный усилитель). Напряжение на конденсаторе V_C в конце интервала интегрирования T равно:

$$V_C(t_1 + T) = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_1 + T} I dt = \frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_1 + T} V_i dt.$$

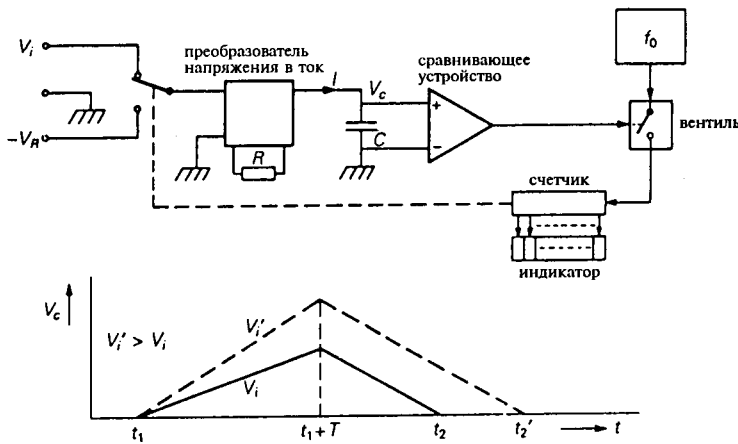


Рис. 4.10. Принцип действия АЦП с двойным интегрированием.

Очевидно, что это напряжение пропорционально V_i . В начале интервала интегрирования, то есть в момент $t = t_1$, счетчик устанавливается в нуль. Интегрирование продолжается до тех пор, пока счетчик не переполнится (при требуемом разрешении 10^n , модуль счета равен 10^n). Если f_0 — частота опорного генератора, то интегрирование будет продолжаться в течение времени $T = 10^n / f_0$. В момент времени $t_1 + T$ сигнал переполнения счетчика переключает вход АЦП на источник опорного напряжения V_R , полярность которого противоположна полярности входного напряжения V_i . Это приведет к тому, что теперь напряжение на конденсаторе будет уменьшаться с постоянной скоростью $dV_C/dt = -V_R/RC$. Сравнивающее устройство определяет момент времени t_2 , когда напряжение V_C становится равным нулю, и останавливает измерение. Содержимое счетчика в этот момент времени равно:

$$f_0 \{t_2 - (t_1 + T)\} = f_0 \frac{V_C(t_1 + T)}{V_R/RC} = \frac{f_0}{V_R} \int_{t_1}^{t_1+T} V_i dt.$$

Для постоянной составляющей (среднего по времени) напряжения V_i результат счета выглядит так:

$$\frac{f_0}{V_R} V_i T = \frac{V_i}{V_R} 10^n.$$

Следовательно, измерение дает число, пропорциональное отношению напряжений V_i и V_R . Значение полной шкалы этого АЦП с двойным интегрированием определяется величиной V_R . Единственное требование, предъявляемое к элементам R , C и к частоте f_0 , состоит в необходимости иметь достаточную кратковременную стабильность, чтобы не проявлялся никакой дрейф в течение времени, необходимого для завершения двух циклов преобразования. Точность элементов схемы больше не имеет значения. Этот метод также использует принцип баланса зарядов, так как заряд, накапливаемый при первом интегрировании, равен заряду, стекающему при втором интегрировании. Максимальное число измерений в секунду мало, поскольку необходимо выполнить два интегрирования и, кроме того, тратится время на переключение, начальную установку и т. д.

Этот недостаток устраняется применением принципа двух систем. Компенсирующие АЦП быстрее и точнее, но чувствительны к помехам. С другой стороны, интегрирующие АЦП нечувствительны к помехам, но медленны. Принцип двух систем, объединяющий лучшие характеристики компенсационных и интегрирующих АЦП, состоит в следующем. Для грубой компенсации входного напряжения применяется ЦАП. В остающемся разностном напряжении содержатся все помехи. Разностное напряжение измеряется с помощью интегрирующего АЦП. Если интегрирующий АЦП имеет относительную погрешность ε , в результате компенсации остается δ -я часть, а относительная погрешность ЦАП равна γ , то полная погрешность составит величину $\gamma + \varepsilon\delta$.

Предположим, что ЦАП имеет погрешность $\gamma = 10^{-5}$, погрешность интег-

рирующего АЦП равна $\varepsilon = 10^{-3}$, а компенсация происходит с точностью 1%, то есть $\delta = 10^{-2}$. Общая ошибка тогда будет равна 2×10^{-5} . Если разрешение равно 10^5 , то два старших десятичных разряда в устройстве индикации определяются компенсирующим АЦП, а три младших разряда — интегрирующим АЦП. Таким образом, разрешение последнего АЦП может быть малым. Если, например, применяется АЦП, основанный на преобразовании напряжения в частоту, то самая высокая частота пилообразного напряжения, необходимая для того, чтобы можно было ограничиться временем интегрирования 20 мс, была бы равна 50 кГц. Однако в случае, когда такой АЦП должен давать все пять разрядов в устройстве индикации, наивысшая частота была бы равной 5 МГц при том же самом времени интегрирования. Если бы наивысшая частота осталась равной 50 кГц, то время интегрирования составило бы 2 с. При частотах выше 100 кГц быстро ухудшается точность преобразования напряжения в частоту из-за неидеальности характеристик применяемых компонентов на высоких частотах. Таким образом, АЦП, действующий по принципу двух систем, с частичной компенсацией входного напряжения является быстрым, точным и нечувствительным к помехам.

4.4 Осциллографы

Осциллограф (от лат. *oscillare* — колебаться и греч. *skopeein* — рассматривать) является электронным прибором, очень часто применяемым для исследования формы электрических колебаний. Воспроизводя электрический сигнал $y(t)$ на экране ЭЛТ, осциллограф делает его видимым как функцию времени. Достигается это одновременным изображением графика $y = y(x)$, возникающего на экране ЭЛТ в результате согласованной подачи наблюдаемого сигнала $y(t)$ и сигнала $x(t) = ct$, генерируемого внутри осциллографа. Новому моменту времени в сигнале $y(t)$ соответствует очередное мгновенное значение сигнала $x(t)$. Так как $y(x) = y(ct)$, изменением константы c можно увеличивать или уменьшать масштаб по оси времени. При этом будет казаться, что величина y меняется быстрее или медленнее. Осциллографу необходим генератор временной развертки для формирования сигнала $x(t)$ и аналоговый двухкоординатный дисплей, позволяющий показывать y как функцию x . Из-за ограниченных размеров дисплея сигнал $y(t)$ можно наблюдать только в течение короткого интервала времени. Однако в случае, когда $y(t)$ является периодическим и его период равен T , очевидно, можно получить непрерывное изображение этого сигнала, периодически повторяя $y(t + nT)$, при условии, что с переходом к новому значению n развертка каждый раз начинается в одной и той же фазе сигнала $y(t + nT)$. Для этого необходима схема, способная вырабатывать сигнал запуска развертки $x(t)$ в момент времени, когда фаза сигнала $y(t + nT)$ имеет заданное значение.

Чтобы обеспечить большую гибкость и возможность анализа множества сигналов самой различной формы, осциллографы выполняются иногда в виде так называемого базового блока, в который можно вставлять различные сменные блоки. Фактически в базовом блоке уже содержится осциллог-

граф с ЭЛТ в качестве аналогового (x , y) — дисплея, генератором временной развертки, схемой запуска и блоком питания. Сменные блоки предоставляют возможность измерения различных параметров входного сигнала, таких как амплитуда, частота, интервал времени, спектр и т. д.

На рис. 4.11 показано внутреннее устройство осциллографа. ЭЛТ является сердцем осциллографа. Ее конструкция и принцип действия были рассмотрены нами в разделе 3.4.2. Наблюдаемый сигнал поступает на пластины вертикального отклонения ЭЛТ, пройдя по каналу вертикального отклонения (по каналу y). В этом канале происходит усиление (малых сигналов) и ослабление (больших сигналов); иногда в этом канале осуществляется регулируемая фильтрация (искаженных шумом сигналов). В высокочастотных осциллографах (предназначенных для работы на частотах выше 25 МГц) в канал вертикального отклонения включена линия задержки, представляющая собой бобину с намотанным на нее коаксиальным кабелем или ряд LC -звеньев. Эта линия задержки необходима для того, чтобы сделать видимым начальный перепад в импульсных сигналах. Введение задержки приводит к тому, что запуск развертки происходит *раньше* момента времени, когда сигнал $y(t)$ начинает поступать на пластины горизонтального отклонения ЭЛТ. Таким образом, устраняется влияние задержки в схеме запуска. Кроме того, для сигналов, нарастающих очень быстро, делается видимой часть сигнала, предшествующая моменту запуска.

Через усилитель отклонения в канале x на пластины горизонтального отклонения ЭЛТ может поступать внешний сигнал. Таким образом можно создать фигуры Лиссажу для измерения разности фаз. Внутри сигнал развертки создается путем интегрирования постоянного тока, благодаря чему отклоняющее напряжение имеет пилообразную форму. Сигнал запуска развертки генерируется схемой запуска, в которой этот сигнал формируется либо из сигнала $y(t)$, либо из сигнала, поступающего извне.

Чтобы подавить электронный луч ЭЛТ на время обратного хода, схемой развертки вырабатывается также сигнал гашения луча. Кроме того, часто имеется возможность изменять интенсивность электронного луча (осуше-

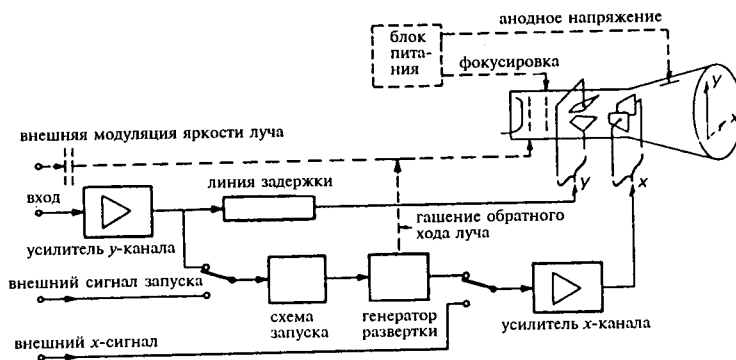


Рис. 4.11. Функциональная схема осциллографа.

ствлять модуляцию по оси z), подавая нужный для этого сигнал. Рассмотрим теперь работу наиболее важных узлов в осциллографе.

Развертка

На рис. 4.12 изображено вырабатываемое генератором развертки напряжение горизонтального отклонения V_x . В момент появления запускающего импульса гашение электронного луча заканчивается и начинается нарастающее пилообразное напряжение. Электронный луч начинает движение по экрану ЭЛТ, показывая на нем исследуемый сигнал. Как только луч достигает конца экрана (при этом V_x максимальнo) его движение прерывается, и напряжение развертки V_x возвращается к своему начальному значению. На время обратного хода луч гасится. Теперь осциллограф готов показать следующий цикл колебания и ждет следующего импульса запуска. Время между двумя проходами луча занимает, по крайней мере, один период наблюдаемого сигнала. В случае высокочастотных сигналов обычно пропускается несколько периодов входного сигнала, прежде чем осциллограф готов воспроизвести следующую кривую. Задержка необходима, в основном, для восстановления генератора развертки. Регулируя наклон пилообразного сигнала, можно выбирать длительность изображаемого на экране отрезка входного сигнала. Изменяя время горизонтальной развертки, получим больший или меньший интервал наблюдения сигнала $y(t)$. Масштаб развертки может изменяться от 5 см/см до 0,5 нс/см у высокочастотных осциллографов.

В большинстве осциллографов имеется возможность увеличения коэффициента усиления усилителя в канале x в 5 или в 10 раз. Это приводит к увеличению размера изображаемого сигнала по горизонтали относительно центра экрана. Добавляя к напряжению, отклоняющему луч по оси x , необходимое постоянное напряжение, можно получить на экране растянутое изображение любой части входного сигнала. При этом сигнал сдвигается по горизонтальной оси. На рис. 4.12(с) показано, в частности, отклоняющее напряжение V_x , соответствующее выводу на экран начальной части входного сигнала, непосредственно следующей за сигналом запуска. Однако при таком растягивании развертки погрешность в сигнале развертки также увеличивается, а точность временной привязки момента запуска и сдвинутого сигнала теряется.

Метод, свободный от этого недостатка, основан на запуске развертки с *задержкой*. Когда представляет интерес лишь часть входного сигнала на протяжении небольшого отрезка, спустя какое-то время после момента t_1 (например, между точками t_2 и t_3 , где сигнал изменяется резко), оказывается полезным задержать начало развертки, как показано на рис. 4.12(d). Начало развертки не совпадает с моментом появления сигнала на выходе обычной схемы запуска, а сдвинуто по времени до момента t_2 . Задержку $t_2 - t_1$ можно задать точно с помощью таймера. Если задержку выбрать так, чтобы окончание пилообразного сигнала совпало с моментом t_3 , то на всю ширину экрана будет растянуто изображение сигнала, имеющегося только в течение интервала (t_2, t_3). Таким образом, с помощью растягивания временной шка-

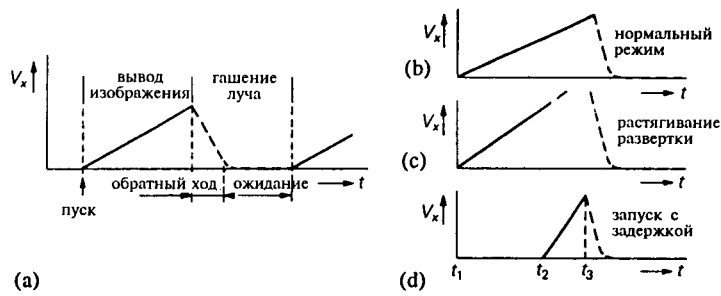


Рис. 4.12. (а) $V_x(t)$ для горизонтального отклонения луча в ЭЛТ осциллографа. (б) Одиночный сигнал в режиме ждущей развертки. (в) Сигнал развертки в режиме ее растягивания. (г) Сигнал развертки при запуске с задержкой.

лы можно детально изучить отрезок сигнала, начинающийся спустя точно заданное время после момента запуска. Это особенно полезно при анализе импульсных сигналов.

Запуск развертки

С помощью схемы запуска можно осуществить запуск развертки от сигнала $y(t)$. Если сигнал $y(t)$ привязан к частоте силовой сети 50 Гц, то для создания сигнала запуска можно воспользоваться напряжением сети (то есть производить запуск от сети). Это приведет к тому, что все сигналы, синхронные с электрическими колебаниями в сети, на экране ЭЛТ будут неподвижны. Кроме того, часто осциллограф можно запустить от внешнего сигнала.

В генераторе запускающего импульса напряжение входного сигнала V_y сравнивается с регулируемым постоянным напряжением, как показано на рис. 4.13. Входной сигнал пересекает уровень запуска как во время нарастания сигнала, так и во время спада. Схему можно установить в режим формирования импульса запуска либо при положительном, либо при отрицательном наклоне входного сигнала. Из рис. 4.13 видно, что запуск можно осуществлять в любой точке сигнала, изменяя уровень запуска и переключая по-

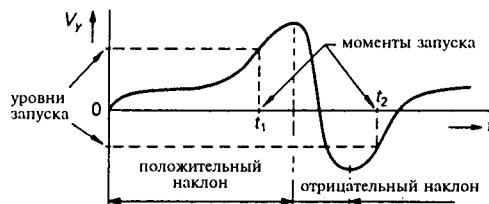


Рис. 4.13. Регулировка уровня запуска и полярности наклона для осуществления запуска развертки в любой точке входного сигнала $V_y(t)$.

лярность наклона входного сигнала. Например, если требуется осуществить запуск развертки в момент времени t_1 , то уровень запуска и полярность наклона выбираются положительными. Для запуска в момент времени t_2 уровень запуска должен быть отрицательным, а нужный наклон остается положительным.

Многоканальный осциллограф

Если мы хотим одновременно наблюдать несколько сигналов с целью исследования их когерентности во времени, то можно воспользоваться осциллографом с ЭЛТ с несколькими электронными пушками и несколькими парами пластин вертикального отклонения. По горизонтали все электронные лучи отклоняются одной парой пластин. Очевидно, что это дорогое решение. Проще и дешевле применить *метод (временного) мультиплексирования* (см. параграф 2.2). Однако, чтобы сделать это, ширина полосы ЭЛТ и усилителей отклонения должна быть достаточно большой. Временное мультиплексирование ЭЛТ можно осуществить следующим образом: сигнал запуска формируется из входного сигнала с самым крутым наклоном. После запуска развертки на экране индицируется первый сигнал. Затем на вход усилителя в канале y подается второй сигнал. Этот второй сигнал индицируется, начиная с очередного момента запуска развертки первым сигналом. Между двумя осциллограммами устанавливается смещение по вертикали путем подачи на пластины вертикального отклонения нужного постоянного напряжения. Такой режим работы называется *чередования*. К сожалению, он имеет два недостатка. При медленной развертке оба луча начинают мерцать. Кроме того, временное соотношение между двумя сигналами сохраняется не точно, поскольку обе осциллограммы синхронизованы первым сигналом и вторая осциллограмма воспроизводится спустя некоторое время после первой. Эти недостатки можно устранить, очень быстро переходя от одного сигнала к другому (с частотой порядка 250 кГц), в так называемом *режиме переключения*. Обе осциллограммы вычерчиваются в этом случае практически одновременно. Часть одной осциллограммы рисуется в течение паузы в изображении другой. Если время развертки установлено большим по сравнению с временем переключения, то части осциллограммы сливаются и каждая из них выглядит как непрерывная.

Стробоскопический осциллограф

Чтобы наблюдать на осциллографе сигналы очень высокой частоты, необходимо иметь чрезвычайно широкие полосы усилителя в канале y , линии задержки и ЭЛТ. Из рис. 3.74 следует, что это приводит к дорогостоящим решениям. Однако даже в том случае, когда ширина полосы осциллографа слишком узка, чтобы непосредственно наблюдать эти сигналы, им все же можно воспользоваться при условии, что входные сигналы являются периодическими. Это можно сделать используя когерентные выборки (см. рис. 2.9).

С каждым импульсом запуска (то есть каж.ый раз, когда входной сигнал превышает некоторый уровень) берется единственная выборка входного сигнала. Последовательные выборки немного смещены во времени относительно исходного момента запуска. Эффект состоит в том, что каждая следующая выборка берется на небольшой интервал времени d позднее предыдущей. Когда эти выборки выводятся на экран при значительно более медленной развертке, форма первоначального высокочастотного сигнала восстанавливается правильно. Стробоскопический осциллограф с шириной полосы, например, 20 кГц вполне может быть применен для получения изображения периодических входных сигналов с частотой до 15 ГГц!

Осциллографические усилители

Сигнал, который необходимо увидеть с помощью осциллографа, нельзя непосредственно подать на отклоняющие пластины ЭЛТ, поскольку чувствительность отклоняющих пластин слишком мала, а их емкость будет нагружать измеряемый источник. Поэтому между входом u и отклоняющими пластинами помещают усилитель. Изменение коэффициента усиления этого усилителя (*регулировку чувствительности*) производят скачкообразно.

Если чувствительность вертикального отклонения u данной ЭЛТ равна 10 В/см, то для наблюдения малых по величине входных сигналов при чувствительности 20 мкВ/см, необходим коэффициент усиления в канала u , равный 5×10^5 . При этом достижимая ширина полосы не очень велика (500 кГц). При большей ширине полосы коэффициент усиления не может быть сделан слишком большим, так как произведение коэффициента усиления A на ширину полосы B является приблизительно постоянной величиной. В нашем примере $AB \approx 2,5 \times 10^{11}$. Это означает, что если мы хотим иметь полосу 250 МГц, то нельзя получить коэффициент усиления больше, чем 10^3 . Следовательно, чувствительность такого осциллографа на самом чувствительном диапазоне составила бы только 10 мВ/см.

Часто осциллографы применяются для анализа импульсных сигналов. На рис. 4.14 приведены определения различных характеристик прямоугольных колебаний. На форму сигнала влияет динамическое поведение (частотная характеристика) системы, через которую проходит сигнал.

Обычно усилители для осциллографов разрабатываются так, чтобы усилить импульс с возможно меньшими искажениями, и у них выброс и звон, возникающие в выходном сигнале при скачке напряжения на входе, меньше 2%. При этом подразумевается, что частотная характеристика не является максимально плоской.

По спаду плоской вершины импульса можно судить о поведении передающей системы в области низких частот, как показано на рис. 4.14 (b). При плохой характеристике на низких частотах, то есть в случае, когда нижняя граничная частота системы f_l выбрана слишком большой, вершина импульса не будет плоской, а будет медленно спадать. Степень спада является мерой несоответствия низкочастотной части характеристики наблюдаемому сигналу.

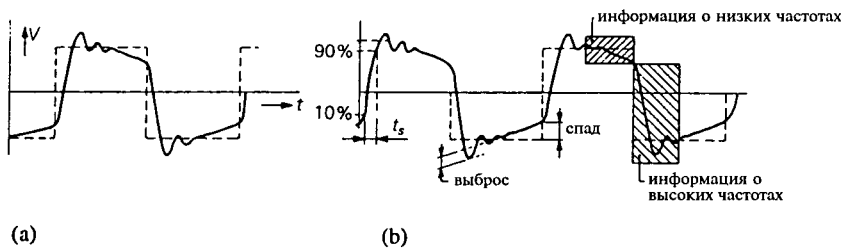


Рис. 4.14. (а) Входной сигнал (пунктирная линия) и выходной сигнал осциллографического усилителя. (б) Характерные значения импульсного выходного сигнала.

Нарастающий и спадающий фронты импульса содержат информацию о поведении системы на высоких частотах; оно характеризуется конечным временем нарастания и спада. Время нарастания и спада определяется как время, необходимое для изменения выходного напряжения между значениями, составляющими 10% и 90% от полной величины скачка. Существует связь между верхней граничной частотой f_h по уровню -3 дБ и значениями времени нарастания τ_r и времени спада τ_f . В линейной системе τ_r и τ_f равны: $\tau_r = \tau_f = \tau_f$. Связь между f_h и τ выглядит так:

$$f_h = \frac{c}{\tau}.$$

У динамической системы первого порядка (то есть у RC -цепи) коэффициент пропорциональности c равен 0,35. (Это можно доказать с помощью рассуждений, приведенных в разделе 2.3.3.2.) Почти у всех осциллографов с хорошей переходной характеристикой и небольшими выбросами или звонком коэффициент пропорциональности c выбран в пределах:

$$0,32 < c < 0,4.$$

Если с помощью осциллографа с собственным временем нарастания или спада τ_0 наблюдается импульс, у которого время нарастания и спада равно τ_i , и $\tau_i \geq \tau_0$, то величина

$$\tau_i = \sqrt{\tau_i^2 + \tau_0^2}.$$

является хорошей аппроксимацией для времени нарастания τ на осциллограмме. Отсюда следует, что время нарастания во входном сигнале равно:

$$\tau_i = \sqrt{\tau_i^2 - \tau_0^2}.$$

Это выражение справедливо для частного вида частотной характеристики (для гауссовой частотной характеристики), но с хорошей точностью его можно применить и к другим частотным характеристикам. Если не пользоваться приведенным выше выражением для коррекции наблюдаемого времени τ_p , то при $\tau_i = 5\tau_0$ ошибка составит 2%, а при $\tau_i = 7\tau_0$ $\tau_i = 7\tau_0$ ошибка равна 1%. Однако, если τ_i меньше, чем τ_0 , то, даже после корректировки наблюдаемого времени τ_i с помощью приведенного выражения, ошибка останется большая. В таком случае коррекция невозможна. Это становится ясным из следующего примера. Предположим, что наблюдаемое время нарастания τ_i имеет относительную погрешность $\Delta\tau_i/\tau_i = \pm 5\%$, тогда при $\tau_0 = 3\tau_i$ результирующая относительная погрешность вычисленного значения τ_i равна $\Delta\tau_i/\tau_i = 50\%$! Этот результат получен с использованием соотношения: $\Delta\tau_i/\tau_i = \left\{1 + (\tau_0/\tau_i)^2\right\} \Delta\tau_i/\tau_i$.

Измерительные пробники

Обычно не удается расположить источник сигнала настолько близко к (большому) осциллографу, чтобы непосредственно подать сигнал на его вход; необходим пробник. Существуют пробники напряжения и пробники тока. Точный пробник состоит из кольцеобразного ферритового сердечника, через который пропущен проводник с текущим по нему измеряемым током. Этот проводник действует как первичная обмотка трансформатора. Вторичная обмотка содержит несколько витков, намотанных на ферритовом сердечнике. Если мы хотим измерять также постоянные токи, то можно воспользоваться способом, показанным на рис. 3.22.

Кроме пассивных пробников, особенно при выполнении высокочастотных измерений, применяются активные пробники, имеющие встроенный усилитель с единичным коэффициентом усиления (чтобы не нагружать источник сигнала). Усилитель действует как буфер между импедансом источника сигнала в измеряемом объекте, с одной стороны, и импедансом кабеля пробника и входным импедансом осциллографа с другой стороны. В частности, из раздела 3.3.1 нам известно, что входной импеданс системы, измеряющей напряжение, можно увеличить, ослабляя входной сигнал, путем включения на входе системы последовательного импеданса (Z_s на рис. 3.23(a)).

Если осциллограф имеет входной импеданс $Z_i = 1 \text{ Мом} \parallel 18 \text{ пФ}$ и мы ослабляем входное напряжение в 10 раз, то в пробнике должен находиться последовательный импеданс $Z_s = 9 \text{ Мом} \parallel 2 \text{ пФ}$. Таким образом, входной импеданс всей системы становится равным $Z_i = 10 \text{ Мом} \parallel 1,8 \text{ пФ}$, что значительно больше первоначального $1 \text{ Мом} \parallel 18 \text{ пФ}$ за счет 10-кратного уменьшения чувствительности.

Импеданс пробника следует подстроить так, чтобы получить ослабление, не зависящее от частоты. Это можно сделать подавая на вход пробника прямо-

угольный сигнал и регулируя переменный конденсатор небольшой емкости, включенный параллельно последовательному резистору пробника. Таким образом можно устранить влияние входной емкости осциллографа на коэффициент ослабления. Если фронт прямоугольного сигнала на экране ЭЛТ остается затянутым, то это означает, что частотная коррекция недостаточна. Когда коррекция избыточна, на фронтах появляются выбросы. Емкость конденсатора частотной коррекции следует установить такой, чтобы получить форму сигнала на экране ЭЛТ, наиболее близкую к прямоугольной.

Точность

Точность усилителей и аттенуаторов осциллографов бывает согласована с точностью ЭЛТ. Если учесть конечные размеры экрана, диаметр светового пятна (толщину рисуемой линии) и нелинейность отклоняющей системы, то более чем достаточной оказывается точность 1%. Общая погрешность осциллографа часто не превышает $\pm 3\%$. Погрешность временной развертки также составляет около $\pm 3\%$. Измерение временного интервала можно выполнить немного точнее ($\pm 1\%$), используя задержку развертки.

4.5 Системы сбора данных

В настоящее время во многих измерительных системах применяются цифровые компьютеры. Причина этого заключается в том, что за последние годы цифровые компьютеры (в отличие от аналоговых) стали менее дорогими, более быстрыми, меньше по размерам и заметно более надежными. Кроме того, цифровой компьютер может сделать измерительную систему исключительно гибкой, поскольку его программное обеспечение легко изменяется пользователем. Все эти факторы сыграли свою роль в том, что во многих измерительных системах используются сегодня микро- и миникомпьютеры. Примеры могут быть самыми разнообразными: от полностью автоматизированного контроля качества продукции в промышленности и автоматического управления промышленными процессами до весьма сложных систем автоматизации в лаборатории. Во всех этих применениях главную роль играет не столько способность компьютера выполнять различные функции управления, сколько возможность выполнения с его помощью широкого спектра действий над информацией, получаемой в результате измерения. Примером может служить обработка измеренных данных с целью уменьшения шума и искажений, коррекции нелинейности и компенсации влияния помех, а также такого преобразования полученных при измерении данных, которое позволяет человеку легко их интерпретировать.

В общем случае всю систему, обеспечивающую регистрацию, обработку, отображение и распределение измерительной информации, называют системой сбора (и распределения) данных. В следующих разделах этой главы мы рассмотрим работу систем сбора данных в различных аспектах.

4.5.1 Введение

Мы уже видели (в разделе 3.3.6), что фактически все измеряемые параметры и переменные макроскопических физических процессов в окружающем нас мире являются аналоговыми по своей природе. Поэтому мы принимаем в качестве определения, что аналоговый измерительный сигнал — это такой сигнал, величина (амплитуда) которого известна для каждого момента в пределах выделенного отрезка времени и может принимать любые значения в интервале между определенными нижним и верхним пределами. Таким образом, аналоговый сигнал является непрерывным как по времени, так и по величине.

Цифровые компьютеры не могут манипулировать с такими сигналами непосредственно; они могут обрабатывать и вырабатывать только цифровые сигналы. Чтобы переходить от аналоговых сигналов к цифровым (и обратно), нам необходимо выполнять процедуру, носящую название «преобразование сигнала». Частью такого преобразования является отображение непрерывного по времени сигнала в дискретный по времени сигнал. Дискретный по времени сигнал определен только в отдельных точках на оси времени. Такая дискретизация необходима потому, что компьютеры не могут осуществлять обработку данных непрерывно во времени, а могут иметь дело только с данными, относящимися к дискретным моментам времени. Дискретный по времени сигнал, полученный из аналогового сигнала путем (только) дискретизации по времени, называют «сигналом, представленным в виде выборочных значений». Такой сигнал легко получить с помощью электронной схемы взятия выборок.

Помимо способности обрабатывать только те данные, которые относятся к дискретным моментам времени, компьютер имеет дело со словами ограниченной длины. Поэтому он может воспринимать величину сигнала лишь с конечным разрешением. Компьютер является устройством, для которого не только время является дискретным, но и величина также является квантованной. Поэтому необходимо сделать так, чтобы значение входного сигнала изменялось только скачками конечной величины. Такое преобразование называют «квантованием по величине». Оно осуществляется аналого-цифровым преобразователем (см. также раздел 3.3.6). Таким образом, до того, как измерительный сигнал можно будет ввести в компьютер, необходимо получить выборки этого сигнала (дискретизировать его по времени) и их проквантовать (дискретизировать по величине). Сигнал такого типа, дискретизированный по времени и квантованный по величине, называют «цифровым сигналом».

Ниже мы увидим, что еще до взятия выборок аналоговый сигнал нужно отфильтровать, чтобы убрать высокочастотные составляющие (шума и искажений). В противном случае они приводили бы к ошибкам. Такая предварительная фильтрация является существенной частью системы сбора и распределения данных. При этом речь не идет о такой обработке сигнала, которая бывает нужна для усиления сигнала до определенной величины или придания ему оптимальной формы для последующего преобразования в

системе сбора данных. Последний из упомянутых типов воздействия на сигнал носит название «обработки сигнала». На рис. 4.15 показано, из каких частей состоит система сбора данных, а также указаны сигналы различного типа на входах и выходах отдельных узлов. Но для получения таких сигналов все же необходимо осуществить в системе сбора данных преобразование цифрового сигнала, поступающего от компьютера, в выходное напряжение или ток. Такое преобразование выполняется цифро-аналоговым преобразователем (см. раздел 3.3.6), который превращает двоичное слово D_i в пропорциональное ему напряжение или ток. В результате величина выходного напряжения или тока оказывается определенной только в дискретные моменты времени t_i . Чтобы вновь прийти к аналоговому выходному сигналу применяется интерполяция. Процедуру интерполяции значений выходного сигнала между моментами t_i называют «восстановлением». Обычно это осуществляется с помощью фильтра нижних частот, который в данном случае играет роль «восстанавливающего фильтра». На практике производительность цифрового компьютера часто так велика, что имеется возможность обрабатывать не один входной сигнал, а большее число таких сигналов, применяя временное мультиплексирование (см. параграф 2.2). В этом случае необходимо со стороны входа компьютера поместить «мультиплексор» или «опрашивающее устройство», а со стороны выхода компьютера — «демультиплексор» или «распределяющее устройство». Представленная на рис. 4.15 система является одноканальной системой сбора данных и поэтому не содержит узлов, осуществляющих мультиплексирование и демультиплексирование.

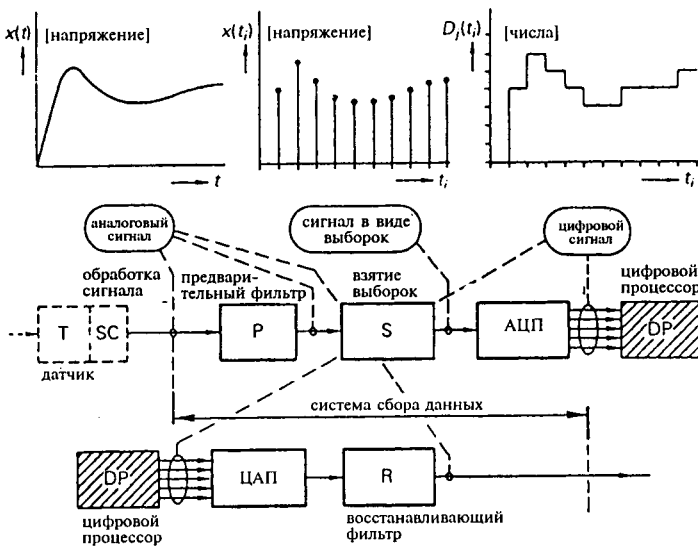


Рис. 4.15. Система сбора данных с одним измерительным каналом.

4.5.2 Оцифровывание

Как мы увидели выше, на входе процессора в системе сбора данных должен осуществляться перевод аналогового сигнала в цифровой вид, то есть сигнал должен быть преобразован таким образом, чтобы он стал дискретным по времени и квантованным по величине. Другими словами, аналоговый сигнал необходимо преобразовать в поток двоичных слов D , соответствующих моментам взятия выборок t_i . Обычно эти слова поступают на вход процессора параллельно, то есть в виде одного полного слова на каждую выборку. При преобразовании аналогового сигнала в последовательность чисел вносятся ошибки и искажения. На рис. 4.16 показано возникновение этих ошибок во временной области и по величине для аналогового входного сигнала $V_A(t)$. Из-за погрешности Δt в моментах взятия выборок t_i возникает ошибка по величине ΔV , которая зависит от того, насколько «круто» изменяется сигнал $V_A(t)$. По мере роста высокочастотных компонент в сигнале $V_A(t)$ эти ошибки становятся все больше. Если бы этих ошибок не было вовсе, то аналоговый эквивалент двоичного сигнала D выглядел бы как V_A на рис. 4.16. В действительности, V_A меняется в пределах полосы, ограниченной на рис. 4.16 штриховыми линиями.

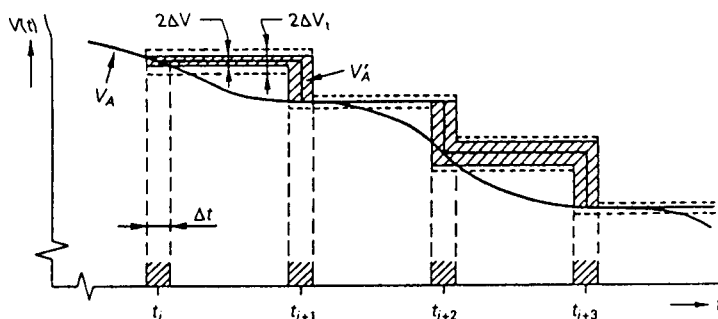


Рис. 4.16. Ошибки, возникающие при преобразовании аналогового сигнала V_A . V_A' — значение сигнала, восстановленного после преобразования.

Таким образом, ошибка ΔV_i равна:

$$\Delta V_i = \left| V_A' - V_A \right|.$$

Эта (полная) ошибка ΔV_i больше, чем ΔV , и определяется ошибками квантования, погрешностями аналого-цифрового преобразования и ошибками, возникающими при взятии выборок, вдобавок к погрешностям в задании точек дискретизации на оси времени. В следующих разделах мы рассмотрим порознь ошибки, возникающие в результате квантования и при взятии выборок.

4.5.3 Теория квантования

Даже если предположить, что взятие выборок и аналого-цифровое преобразование выполняются идеально (т.е. без ошибок), то все равно нам придется иметь дело с ошибками квантования (см. раздел 3.3.6). На рис. 3.63(b) эта ошибка была показана для случая, когда входной сигнал V_A линейно нарастает. Таким образом, ошибка квантования равна:

$$Q = \Delta V_t = V_A' - V_A,$$

где V_A' — аналоговый эквивалент двоичного выходного сигнала на выходе АЦП. Так как двоичное слово $D = (a_n a_{n-1} \dots a_0)$ содержит $n + 1$ битов, наименьшее приращение равно:

$$V_0 = \frac{V_R}{2^{n+1} - 1}.$$

Аналого-цифровой преобразователь на рис. 3.63 вносит так называемую «ошибку округления». При таком квантовании максимально возможная ошибка определяется неравенствами:

$$-\frac{1}{2}V_0 \leq Q \leq \frac{1}{2}V_0.$$

Следовательно, максимальная ошибка квантования при округлении равна плюс или минус половине значения единицы в младшем разряде. При усечении ошибка квантования лежит в пределах

$$0 \leq Q \leq V_0.$$

Объединяя все эффекты квантования на пути следования сигнала в системе сбора данных, мы можем представить их как результат действия одного блока, назвав его «устройством квантования». Приведенными выше соотношениями описывается нелинейная модель такого устройства квантования как в случае округления, так и при усечении. На рис. 4.17 мы снова обратимся к ошибкам, возникающим при округлении. При таком подходе мы сталкиваемся с проблемой, состоящей в том, что нелинейность трудно описать аналитически. Поэтому часто пользуются стохастической моделью, представленной на рис. 4.17(d). Согласно этой модели устройство квантования содержит источник аддитивного шума квантования; выходной сигнал равен сумме входного сигнала V_A и шума квантования V_N . Шум квантования имеет плотность распределения вероятностей $f(Q)$, изображенную на рис. 4.17(e). Считается, что Q равновероятно принимает все значения между $+V_0 / 2$ и $-V_0 / 2$; распределение вероятностей является равномерным. Среднее значе-

ние \bar{Q} равно нулю, а дисперсия σ_Q^2 определяется соотношением:

$$\sigma_Q^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} (Q - \bar{Q})^2 f(Q) dQ$$

и равна

$$\sigma_Q^2 = \frac{V_0^2}{12}.$$

Таким образом, среднеквадратическое значение (стандартное отклонение) V_N добавляемого шумового сигнала равно:

$$V_N = \sigma_Q = \frac{V_0}{2\sqrt{3}} = \frac{V_R}{2\sqrt{3}(2^{n+1} - 1)}.$$

Отношение сигнал/шум (SNR), как следствие ошибки квантования, в случае синусоидального сигнала с пиковым значением αV_R ($0 \leq \alpha \leq 1$) равно

$$\text{SNR} = 6\alpha^2(2^{n+1} - 1)^2$$

Это соотношение иллюстрируется графиком на рис. 4.18, где отношение сигнал/шум SNR указано в логарифмическом масштабе (в дБ). Из графика ясно видно, насколько важно подавать на вход АЦП возможно больший сигнал (наибольший, при котором еще не происходит ограничения). Мы

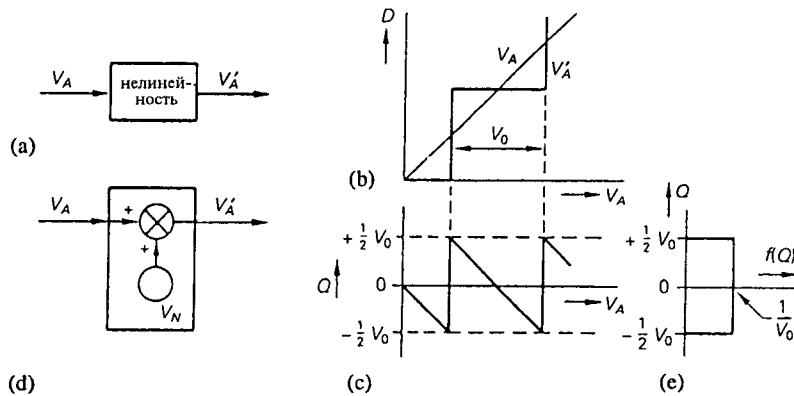


Рис. 4.17. Устройство квантования с источником шума квантования на пути следования сигнала в системе сбора данных. (а) Устройство квантования как нелинейный элемент с характеристикой, изображенной на рис. (б), и ошибкой квантования Q , показанной на рис. (с). (д) Стохастическая модель устройства квантования. Добавляемый шум V_N имеет плотность распределения вероятностей, приведенную на рис. (е).

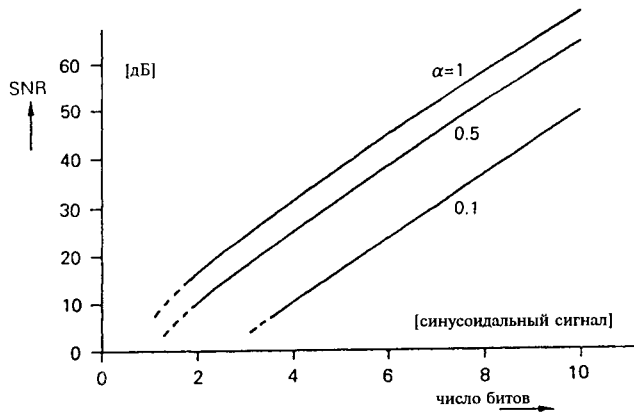


Рис. 4.18. Влияние шума квантования на отношение сигнал/шум SNR для синусоидального сигнала с амплитудой, составляющей α -ю часть максимального сигнала V_R на входе АЦП.

видим также, что при увеличении разрешающей способности АЦП на 1 бит значение SNR растет на 6 дБ.

Шум квантования в АЦП не является единственным источником ошибок квантования в системе сбора данных. Цифровой процессор обрабатывает сигнал, оперируя только со словами конечной длины. Из-за этого также возникают ошибки квантования (которые становятся совсем большими, когда применяется процессор «с фиксированной запятой»). Это легче всего продемонстрировать на примере простого цифрового перемножения. Цифровой входной сигнал D_1 поступает на вход процессора от АЦП с ошибкой квантования Q_1 (со стандартным отклонением σ_1). В процессоре этот сигнал умножается на число D_2 , которое получено в результате вычислений и потому также представляется словом конечной длины. Это число содержит ошибку квантования Q_2 (со стандартным отклонением σ_2). В результате перемножения получаем число D_3 :

$$D_3 = (D_1 + Q_1)(D_2 + Q_2).$$

Если предположить, что два источника шума квантования не коррелированы ни друг с другом, ни с самими сигналами D_1 и D_2 , то по гауссовому правилу распространения ошибок (см. раздел 2.3.2) находим:

$$\sigma_3^2 = (D_2 + Q_2)^2 \sigma_1^2 + (D_1 + Q_1)^2 \sigma_2^2.$$

Пренебрегая малыми членами, получим:

$$\sigma_3^2 = D_2^2 \sigma_1^2 + D_1^2 \sigma_2^2.$$

Результатом перемножения будет выходной сигнал в форме слова конечной длины. Производимое при этом усечение эквивалентно добавлению на выходе перемножителя шума квантования со стандартным отклонением σ_4 . Поскольку этот источник шума можно считать независимым по отношению к двум источникам, упоминавшимся ранее, мы можем результирующую дисперсию σ_0^2 представить в виде:

$$\sigma_0^2 = \sigma_3^2 + \sigma_4^2 = D_2^2 \sigma_1^2 + D_1^2 \sigma_2^2 + \sigma_4^2.$$

Длина слов, которыми представлены участвующие в этом примере переменные, не обязательно должна быть одинаковой. Поскольку соответствующие плотности распределения вероятностей являются равномерными, дисперсия каждой из этих переменных равна $(1/12) (\text{LSB})^2$, где LSB — значение единицы в младшем разряде. Вот почему важно, чтобы число перемножений при обработке сигнала было возможно меньшим и сами перемножения располагались возможно ближе к месту получения конечного двоичного результата.

В заключение можно сказать, что квантование в системе сбора и обработки данных приводит к возникновению шума, который

- добавляется к квантованным составляющим на выходе;
- имеет равномерное распределение вероятностей по величине;
- имеет стандартное отклонение (среднеквадратическое значение), равное $(\text{LSB}) / \sqrt{12}$;
- не коррелирован с самим сигналом.

4.5.4 Теория дискретизации по времени

Прежде чем предметом нашего обсуждения станет теория, лежащая в основе взятия выборок, давайте рассмотрим практический пример электронной схемы, с помощью которой осуществляется взятие выборок. В этой схеме время от времени происходит фиксация значения входного сигнала, так что на входе АЦП в течение всего времени преобразования действует постоянное напряжение. Такое устройство носит название «схемы выборки и хранения». На рис. 4.19 представлена одна из возможных реализаций схемы выборки и хранения. Когда ключ S , с помощью которого осуществляется взятие выборки, находится в положении «0», выходное напряжение V_A' повторяет входное напряжение V_A ; схема работает в так называемом «режиме слежения». В усилителе A_1 обратная связь разомкнута, а в усилителе A_2 применена внутренняя обратная связь, так что $A_2 = 2$; в результате за счет внешней обратной связи коэффициент усиления в целом равен 4: $V_A' = 4V_A$. Когда ключ S находится в положении «1», в усилителе A_1 также действует внутренняя обратная связь, так что $A_1 = 2$. Когда ключ S переводится в положение

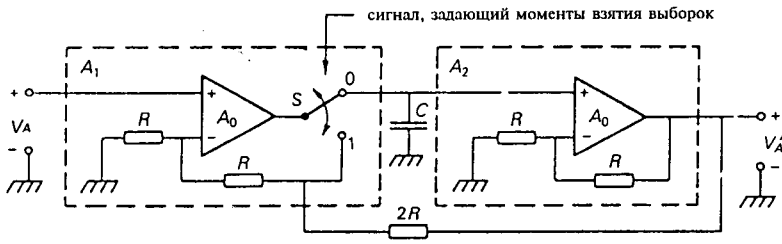


Рис. 4.19. Схема выборки и хранения с внешней обратной связью (в моменты взятия выборок $V_A' = 4V_A$).

«1», конденсатор C заряжен до напряжения $2V_A$. В схеме реализуется режим «хранения»; выходное напряжение V_A' равно $4V_A$, где V_A — значение входного сигнала в момент времени, когда ключ перебрасывается в нижнее положение (в момент взятия выборки).

На рис. 4.20 изображены синусоидальный входной сигнал V_A , сигнал, которым задаются моменты взятия выборок (значения этого сигнала соответствуют положению ключа S в схеме на рис. 4.19), и результирующий выходной сигнал V_A' . Пока $S = 0$, выходной сигнал повторяет входной сигнал. Когда $S = 1$, в схеме удерживается последнее значение V_A , на момент принятия сигналом S значения 1. Таким образом, фиксация значения входного сигнала V_A происходит в тот момент времени, когда S переключается из 0 в 1. Поэтому данную схему точнее было бы назвать «схемой слежения и удержания».

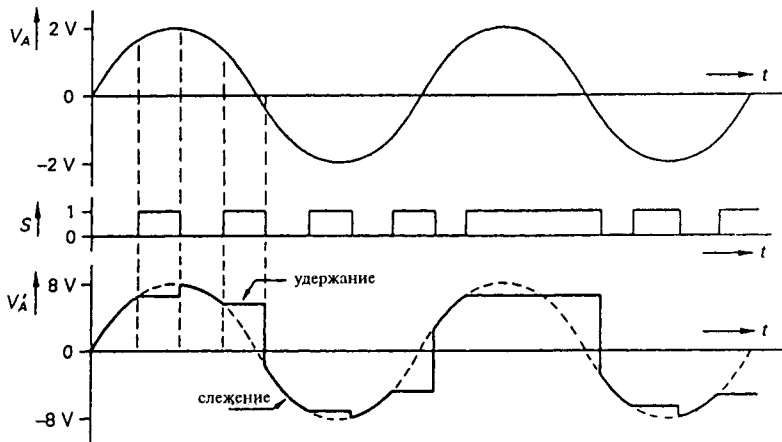


Рис. 4.20. Входной сигнал V_A , сигнал S , которым задаются моменты взятия выборок, и соответствующий выходной сигнал V_A' в схеме выборки и хранения. Схема осуществляет взятие выборки входного сигнала на нарастающем фронте управляющего сигнала S .

К сожалению, схема выборки и хранения вносит временные ошибки и ошибки по величине. Вот почему фактический момент взятия выборки оказывается задержанным по отношению к моменту времени, когда процессор посылает соответствующую команду. Кроме того, величина зафиксированного напряжения, удерживаемого на выходе в режиме «хранения», немного отличается от величины входного сигнала в момент фактического взятия выборки (на нарастающем фронте сигнала S на рис. 4.20). Эти ошибки представлены на рис. 4.21 в виде временной диаграммы.

Вслед за тем, как приходит команда «слежение» (S переходит в «0»), имеет место небольшая задержка (время захвата), прежде чем выходной сигнал V_A снова станет повторять входной сигнал с точностью, определяемой допуском для коэффициента передачи данной схемы выборки и хранения. Спустя это время задержки, схема оказывается готовой к тому, чтобы снова взять выборку входного сигнала. Следовательно, время захвата является тем минимальным временем (временем холостого хода), которое должно разделять команды «слежение» и «удержание», чтобы избежать слишком больших ошибок. Вслед за тем, как приходит команда «удержание» (S переходит в «1»), имеется еще одно время задержки (апертурное время), прежде чем выходной сигнал станет постоянным. Длительность этого отрезка времени не всегда одинакова. Из-за этого возникает погрешность апертурного времени. Действительный момент взятия выборки лежит внутри этого интервала неопределенности. Конденсатор в схеме выборки и хранения не удержит зафиксированное значение выборки точно, а будет медленно заряжаться или разряжаться на протяжении того отрезка времени, когда схема находится в режиме хранения. Это явление носит название «спада» или сниже-

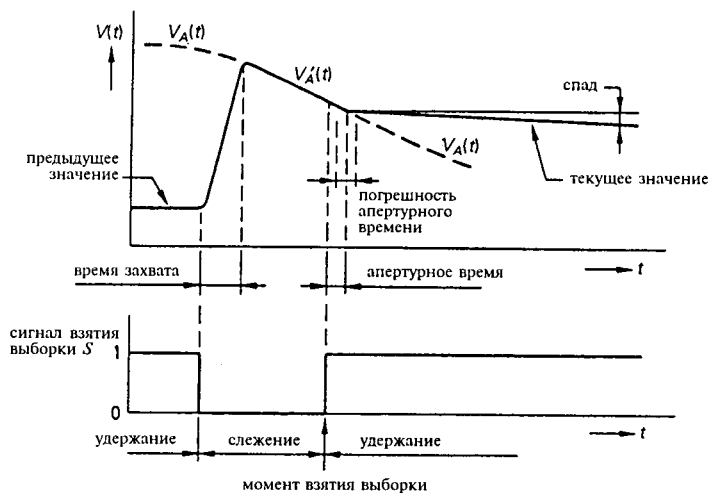


Рис. 4.21. Время захвата и апертурное время в схеме выборки и хранения. NB: Ради наглядности, временные интервалы и наклон входного сигнала V_A значительно преувеличены.

ния величины сигнала. Кроме того, входной сигнал в небольшой степени будет продолжать влиять на выходное напряжение в течение интервала времени, когда схема находится в режиме хранения. Это явление называют «сквозным прохождением» входного сигнала.

Поскольку апертурное время обычно мало, максимальная скорость взятия выборок определяется временем захвата и временем преобразования в АЦП. Апертурным временем обусловлена задержка момента взятия выборки, при этом вносится временная ошибка. Из-за апертурной погрешности имеет место неопределенность в моменте фактического взятия выборки. Говорят, что происходит дрожание. От погрешности в коэффициенте передачи зависит, насколько большой будет ошибка в значении выборки V_A' (при постоянном входном сигнале, когда апертурное время не вносит ошибки). При очень больших отрезках времени, в течение которых схема находится в режиме хранения, мы сталкиваемся с необходимостью учитывать ошибки, обусловленные зависимостью величины сигнала от времени из-за спада напряжения на запоминающем конденсаторе.

Теперь мы обратимся к теории, лежащей в основе представления сигналов посредством выборок. На временных диаграммах на рис. 4.20 моменты взятия выборок расположены на оси времени не равномерно. Поэтому в дальнейшем мы не сможем восстановить форму входного сигнала. В ряде приложений моменты взятия выборок устанавливаются на оси времени случайно. При таком случайном взятии выборок информация о форме теряется. По случайным выборкам мы можем определить только плотность распределения вероятностей. Таким образом, случайные выборки дают нам статистическую информацию о величине входного сигнала. Это означает, что таким способом мы можем измерить среднеквадратическое и пиковое значения входного сигнала, определить диапазон принимаемых им значений и т.п., но только не форму сигнала или его спектр.

Во многих случаях взятие выборок сигнала осуществляется в равноотстоящие моменты времени. Тогда важно решить вопрос о том, как много выборок необходимо брать в единицу времени, чтобы иметь возможность достаточно полно описать непрерывный по времени сигнал. Производя взятие выборок, мы не хотим потерять информацию, однако мы не хотим также брать выборки слишком часто. Ответ на этот вопрос дает теорема Шеннона о выборках. В этой теореме утверждается, что для восстановления (без ошибок) исходного сигнала по его выборочным значениям, взятым через равные промежутки времени, частота взятия выборок f_s должна более, чем вдвое, превосходить частоту f_{\max} самой высокочастотной составляющей, имеющейся в непрерывном входном сигнале. Необходимо отметить, что под «входным сигналом» здесь понимается не самый сигнал, являющийся предметом рассмотрения, а сигнал, включающий также все компоненты искажений и шума. Таким образом, в теореме предполагается, что существует такая максимальная частота f_{\max} , выше которой спектральная плотность мощности равна нулю.

Чтобы представить себе, что произойдет, если это требование не будет выполнено, рассмотрим частотный спектр, возникающий в результате взятия выборок непрерывного по времени сигнала. Ради простоты, речь пойдет

только о значениях сигнала, представленного посредством выборок, в моменты взятия выборок (см. рис. 4.22).

Сигнал, представленный посредством выборок, можно записать как произведение аналогового входного сигнала $V_A(t)$ и сигнала $S(t)$, представляющего собой последовательность равноотстоящих единичных δ -импульсов $\delta(t - mT_s)$. Таким образом, имеем:

$$V_A'(t) = V_A(t)S(t),$$

где

$$S(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(t - mT_s);$$

δ -функции $\delta(t - mT_s)$ называют также импульсами Дирака. Это функции, которые не равны нулю только в точке $t = mT_s$, и такие, что площадь под ними, получаемая в результате интегрирования по времени, равна единице (одной секунде). Поскольку сигнал $S(t)$ является периодическим, его можно представить в виде ряда Фурье:

$$S(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_s t}.$$

Коэффициенты Фурье C_n равны:

$$C_n = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} S(t) e^{-jn\omega_s t} dt.$$

Поскольку значения $S(t)$ (на интервале $(t, t + T_s)$) не равны нулю только в точках mT_s , справедливо следующее равенство:

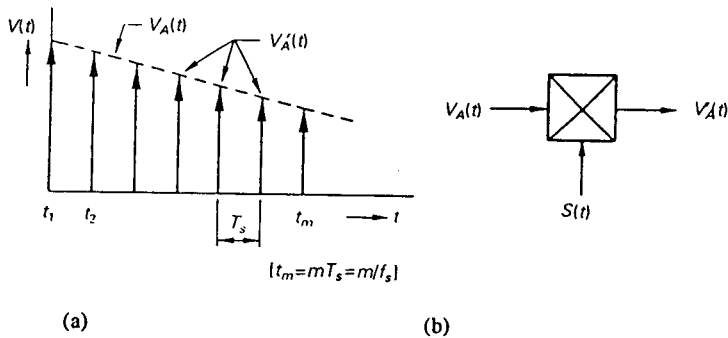


Рис. 4.22. (а) Сигнал, представленный посредством выборок, взятых через равные промежутки времени, состоящий из δ -функций. (б) Мультипликативная модель устройства взятия δ -образных выборок.

$$C_n = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} \delta(t - mT_s) e^{-jn\omega_s t} dt = \frac{1 \text{ секунда}}{T_s},$$

где m выбрано таким образом, чтобы $mT_s \in (t, t + T_s)$. Поскольку

$$V_A'(t) = V_A(t)S(t) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\omega_s t} V_A(t),$$

преобразование Фурье для $V_A'(t)$ имеет вид:

$$\begin{aligned} F'(j\omega) &= F\{V_A'(t)\} \\ &= \frac{1}{T_s} F\left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\omega_s t} V_A(t) \right\} \\ &= \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F\{e^{jn\omega_s t} V_A(t)\} \\ &= \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(j\omega + jn\omega_s). \end{aligned}$$

Здесь $F(j\omega)$ — преобразование Фурье от входного сигнала $V_A(t)$. Значения $|F(j\omega)|$ идентичны амплитудному спектру входного сигнала $V_A(t)$, выраженному в В/Гц. Из нашего вывода следует, что амплитудный спектр сигнала, представленного посредством выборок, $F(j\omega)$ равен спектру входного сигнала $F(j\omega)$, умноженному на $1/T_s$ и повторенному симметрично по обе стороны от каждой из частот $n\omega_s$. Таким образом, как видно из рис. 4.23, спектр сигнала, представленного посредством выборок, является совокупностью бесконечного числа копий низкочастотного спектра входного сигнала $F(j\omega)$, располагающихся симметрично относительно частот $n\omega_s$, которые, в свою очередь, являются гармониками частоты, с которой берутся выборки ω_s . Любая одна такая копия содержит всю информацию о входном сигнале. Говорят, что при таком повторении спектров происходит их «наложение». Нулевая копия лежит в полосе частот, занимаемой спектром исходного сигнала, а n -я копия — в окрестности частоты $n\omega_s$.

Подобное повторение копий спектра происходит также и в том случае, когда процедура взятия выборок не является столь идеальной. Например, при ненулевой длительности импульса, посредством которого осуществляется взятие выборки, и даже в том случае, когда выборочное значение удерживается схемой выборки и хранения в течение всего периода взятия выборок T_s , происходит указанное повторение копий спектра. Правда, копии с большими номерами являются при этом меньшими по величине, нежели в рассмотренном случае взятия выборок с помощью δ -функций.

Из рис. 4.23 видно, что пока наибольшая частота входного сигнала f_{\max} остается меньше половины частоты f_s , с которой берутся выборки, мы име-

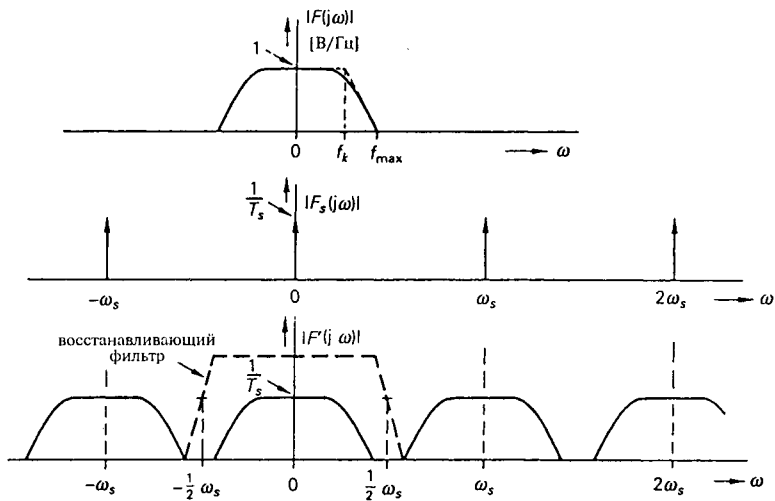


Рис. 4.23. Спектры сигналов, о которых идет речь в процедуре взятия выборок согласно рис. 4.22. $F(j\omega)$ — спектр входного сигнала $V_A(t)$, $F_s(j\omega)$ — спектр управляющего сигнала $S(t)$, которым задаются моменты взятия выборок, и $F'(j\omega)$ — спектр сигнала $V_A'(t)$, представленного посредством выборок.

ем возможность восстановить из спектра $F(j\omega)$ спектр исходного сигнала (выбрать нулевую копию) с помощью фильтра нижних частот. Такой фильтр устраняет все копии, находящиеся на оси частот вне его полосы пропускания. Такие фильтры называют «восстанавливающими» или «интерполирующими» фильтрами. Если бы частота f_{\max} была очень близка к значению $f_s/2$, то нам понадобился бы фильтр нижних частот с очень крутым спадом частотной характеристики (с прямоугольной характеристикой). Нельзя построить фильтр с такой характеристикой для работы в «реальном времени». Правда, мы могли бы записать сигнал, и позднее, когда весь сигнал известен полностью, с помощью математических манипуляций восстановить исходный сигнал. Мы создали бы таким образом фильтр, не удовлетворяющий «принципу причинности»; это такой фильтр, в котором используется знание об изменениях входного сигнала в будущем. Поэтому практический вывод таков: пока $f_{\max} \leq f_s/2$, мы в состоянии безошибочно восстановить входной сигнал.

Ситуация становится совсем другой, когда упомянутое условие не выполняется, как это показано на рис. 4.24. Мы видим, что в этом случае копии спектров начинают накладываться друг на друга. При этом уже нет возможности безошибочно восстановить нулевую копию даже при наличии идеального фильтра нижних частот.

На рис. 4.24(b) показано, как выглядит в этом случае результат во временной области. Выборки берутся из синусоидального входного сигнала $V_A(t)$ с частотой ω_{\max} . Пытаясь восстановить исходный сигнал, мы пропускаем

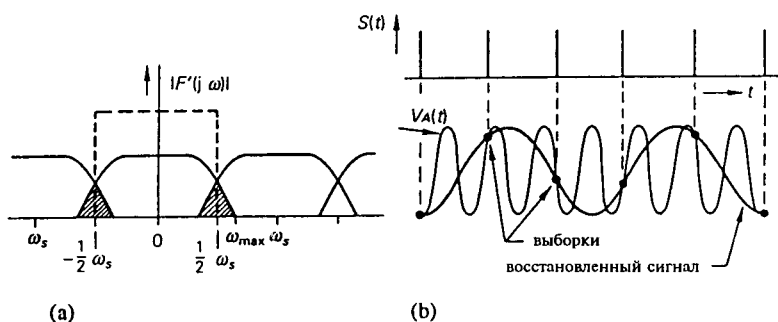


Рис. 4.24. (а) Взятие выборок в случае, когда условия теоремы Шеннона о выборках не выполняются. (б) Временная диаграмма, отображающая наложение спектров, в случае синусоидального сигнала $V_A(t)$ с частотой $\omega_{\max} > \omega_s/2$. Частота восстановленного сигнала равна $\omega = \omega_s - \omega_{\max}$.

выборки через фильтр нижних частот с частотой среза $\omega_s/2$. В результате получаем синусоидальное колебание той же самой амплитуды, что и исходный сигнал, но с частотой $\omega_s - \omega_{\max}$. Это очевидно также из графика на рис. 4.24(а), где изображен спектр сигнала, представленного посредством выборок. Вся мощность сигнала сосредоточена по существу в составляющей, являющейся зеркальным отражением исходного сигнала относительно частоты $\omega_s/2$. Ошибки, возникающие из-за перекрытия копий спектра сигнала в заштрихованных областях, называют «ошибками вследствие наложения спектров». Часто в качестве примера наложения спектров приводят кажущееся вращение в обратную сторону колес экипажей в «вестернах» (частота, с которой изменяется положение спиц колеса, и частота кадров в фильме не удовлетворяют шенноновскому условию). Из рис. 4.24(а) следует, что мы сможем избежать ошибок вследствие наложения спектров, если до взятия выборок пропустим входной сигнал $V_A(t)$ через фильтр нижних частот.

Такой фильтр, осуществляющий «предварительную фильтрацию», ослабляет высокочастотные составляющие в спектре сигнала $V_A(t)$, уменьшая тем самым, или даже исключая вовсе, ошибки вследствие наложения спектров. Однако при этом вносятся новые ошибки, так как чем меньше граничная частота фильтра, осуществляющего предварительную фильтрацию, тем большая часть спектра самого сигнала $V_A(t)$ отбрасывается. Мы видим, таким образом, что в системах сбора данных не следует применять предварительную фильтрацию, с целью устранения эффектов, относящихся к взятию выборок; назначением предварительной фильтрации должно быть только подавление (всегда присутствующих) высокочастотных компонентов шума и искажений в спектре сигнала $V_A(t)$, тогда как выборки надлежит брать с правильно выбранной частотой. На рис. 4.25 показано, что если оставить эти нежелательные составляющие, то они будут зеркально свернуты и проявятся в высокочастотной части спектра сигнала $V_A(t)$. По этой причине почти всегда входная цепь системы сбора данных содержит фильтр нижних частот. В самом конце цепочки преобразований сигнала в системе сбора данных

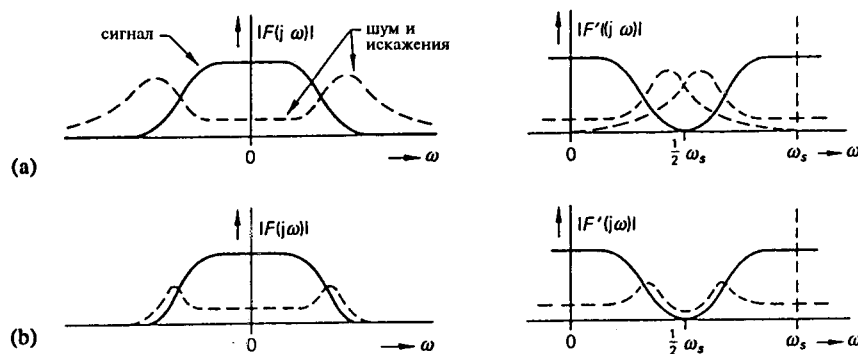


Рис. 4.25. (а) Спектр сигнала $F(j\omega)$ с шумом и искажениями и соответствующий ему спектр $F'(j\omega)$ сигнала, представленного посредством выборок. (б) Спектр входного сигнала $F(j\omega)$ после фильтрации, «предшествующей взятию выборок», и соответствующий ему спектр $F'(j\omega)$ сигнала, представленного посредством выборок.

помещают другой фильтр. Это — восстанавливающий фильтр, осуществляющий интерполяцию выходного сигнала ЦАП между моментами времени, к которым относятся выборки. В следующем разделе мы рассмотрим процедуру восстановления.

4.5.5 Теория восстановления

В предыдущих разделах мы увидели, что в результате взятия выборок из аналогового сигнала $V_A(t)$ мы получаем дискретный по времени сигнал. Это необходимо делать, поскольку процессор способен воспринимать и выдавать информацию только в дискретные моменты времени; в системе сбора данных со стороны входа должно находиться устройство взятия выборок. На выходе системы сбора данных этот дискретный по времени сигнал необходимо снова преобразовать в непрерывный по времени сигнал, чтобы выходной сигнал был аналоговым. Это преобразование выполняется «восстанавливающим» или «интерполирующим» фильтром. Во временной области взятие выборок делает аналоговый (или непрерывный по времени) сигнал дискретным по времени, тогда как в результате восстановления этот дискретный по времени сигнал снова становится непрерывным по времени. В частотной области в результате взятия выборок возникают многократные (вторичные) копии спектра входного сигнала, тогда как в результате восстановления эти высокочастотные копии устраняются, и остается только исходный (первичный) спектр. Поскольку наше внимание сосредоточено здесь на ошибках и погрешностях в системе сбора данных (на том, как их избежать), удобно не принимать во внимание полезную работу, которую выполняет процессор с цифровым сигналом. Поэтому мы предположим, что коэффициент передачи цифрового процессора равен единице; другими слова-

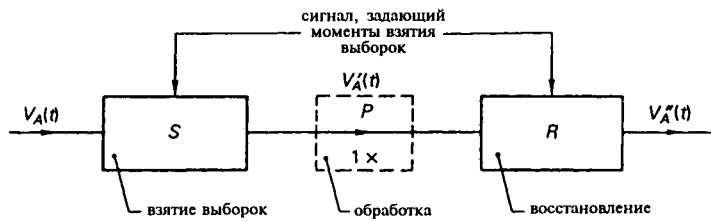


Рис. 4.26. Восстановление как операция, обратная взятию выборок: $V_A''(t) = V_A'(t)$.

ми, мы сделаем вид, что в системе сбора данных процессора нет. Тогда мы придем к модели системы сбора данных, представленной на рис. 4.26.

В блоке, помеченном символом S , осуществляется взятие выборок из аналогового входного сигнала $V_A(t)$. В блоке, помеченном символом R , производится восстановление сигнала $V_A'(t)$, представленного посредством выборок. Если бы мы выполняли взятие выборок и восстановление идеально, то результат восстановления был бы точной копией входного сигнала: $V_A''(t) = V_A(t)$. Поэтому идеальное восстановление представляет собой операцию, в точности обратную идеальному взятию выборок! Однако в общем случае при выполнении обеих операций вносятся ошибки. Ошибки, возникающие в результате взятия выборок, рассмотрены в предыдущем разделе. Чтобы избежать ошибок вследствие наложения спектров, применяется «предшествующая взятию выборок» фильтрация. На практике такой фильтр всегда отбрасывает часть полезного сигнала, создавая тем самым «ошибки исключения». Когда происходит восстановление, также отбрасываются хвосты спектра, выходящие за пределы основной полосы частот. При этом также вносятся ошибки исключения.

Из рис. 4.24(а) видно, что ошибки исключения определяются теми составляющими спектра в окрестности нуля, которые выходят за пределы интервала $(-\omega_s/2, +\omega_s/2)$; они отфильтровываются. В системе сбора данных возникают также «ошибки включения». Они являются следствием невозможности полностью отфильтровать на стадии восстановления компоненты первой копии спектра исходного сигнала. В ситуации, изображенной на рис. 4.24(а), эта ошибка возникает из-за тех компонент первой копии, которые оказываются в интервале $(-\omega_s/2, +\omega_s/2)$. Ошибки исключения и ошибки включения определяются заштрихованными областями на этом рисунке. Объединенные вместе эти ошибки образуют полную «ошибку из-за наложения спектров». Поэтому можно утверждать, что для хорошего восстановления $V_A'(t)$ из сигнала, представленного посредством выборок, мы должны в возможно большей степени уменьшить ошибки исключения и ошибки включения, стараясь свести их к нулю. Из предыдущего рассмотрения следует, что посредством «предшествующей взятию выборок» фильтрации можно сделать «ошибки включения» произвольно малыми. Однако при этом «ошибки исключения» очень сильно возрастают. И обратно: не применяя вовсе пред-

варительной фильтрации и фильтрации при восстановлении, можно свести ошибку исключения к нулю, но тогда будет большой ошибка включения. Таким образом, следует ожидать, что полная ошибка вследствие наложения спектров будет минимальной, если удастся найти определенный баланс между ошибками исключения и ошибками включения. Больше того: можно ожидать, что этот минимум будет уменьшаться по мере того, как частота взятия выборок будет расти. Чтобы подвергнуть эти ошибки более пристальному анализу, мы рассмотрим сначала чуть более подробно несколько методов восстановления.

На выходе системы сбора данных ЦАП дает ступенчатое приближение к желаемому аналоговому выходному сигналу, как это показано на рис. 4.27(a). Но в моменты времени, когда цифровой сигнал на входе ЦАП изменяется, на выходе могут возникать паразитные кратковременные выбросы напряжения. Поэтому обычно вслед за ЦАП ставят схему выборки и хранения, которая производит взятие выборки тогда, когда переходные процессы на выходе ЦАП заканчиваются. В результате получается ЦАП «с защитой от выбросов».

Нетрудно представить себе, что сигнал, возникающий на выходе ЦАП с защитой от выбросов, является результатом взятия выборок входного сигнала в моменты mT_s с последующим удержанием значения выборки в течение интервала времени T_s . О таком ЦАП говорят как о «схеме фиксации нулевого порядка». Эта схема осуществляет заполнение (аналогового) выходного напряжения между моментами взятия выборок. Поэтому ее можно считать восстанавливающим или интерполирующим фильтром. Можно показать, что передаточная функция $H(j\omega)$ этого фильтра равна:

$$H_0(j\omega) = \frac{\sin(\pi\omega/\omega_s)}{\omega/\omega_s} e^{-j\pi\omega/\omega_s}$$

Здесь ω_s — частота взятия выборок. Чтобы получить передаточную функцию такого фильтра с фиксацией нулевого порядка, можно воспользоваться схемой, представленной на рис. 4.26, предположив, что блок S представ-

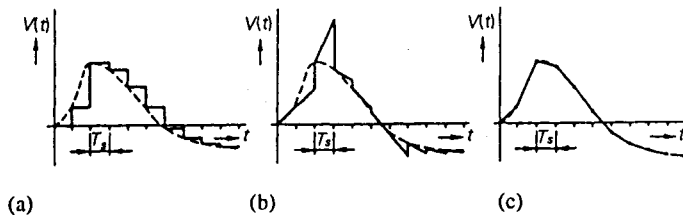


Рис. 4.27. (a) Результат работы схемы фиксации нулевого порядка в качестве восстанавливающего фильтра во временной области. (b) То же для схемы фиксации первого порядка с предсказанием (с линейной экстраполяцией). (c) То же для интерполирующей схемы фиксации первого порядка (с линейной интерполяцией). NB: На рисунке не показана задержка на один интервал дискретизации, которая имеет место в случае применения последнего метода.

ляет собой идеальное устройство взятия выборок с использованием δ -функций, а блок R является схемой фиксации нулевого порядка. На рис. 4.28 приведена частотная характеристика этого восстанавливающего фильтра. Мы видим, что этот фильтр не вносит фазовых искажений; сдвиг фаз изменяется с частотой линейно.

Найдем максимальную мгновенную ошибку, возникающую на выходе такой схемы, для синусоидального сигнала $V(t) = A \sin(\omega t)$. Ошибка будет максимальной в точках пересечения нуля. В этом месте скорость изменения сигнала равна $dV(t)/dt = A\omega$. Но она равна также максимальной ошибке ΔV , деленной на период T_s , с которым берутся выборки. Следовательно, можно считать, что $\Delta V = A\omega T_s$. Тогда максимальная относительная ошибка по величине равна:

$$\varepsilon_0 = \omega T_s = \frac{2\pi\omega}{\omega_s}$$

$$(\omega T_s \ll 1).$$

Таким образом, применяя для восстановления аналогового сигнала схему фиксации нулевого порядка, необходимо брать, по крайней мере, 628 выборок на периоде синусоидального колебания, чтобы максимальная ошибка по величине была меньше 1%. Однако мы уже знаем, что теоретически для безошибочного восстановления достаточно, чтобы частота взятия выборок удовлетворяла неравенству: $\omega_s > 2\omega$. Столь большое расхождение тесно связано с тем, что схему фиксации нулевого порядка легко реализовать, но в качестве фильтра она не обеспечивает при этом эффективного восстановления.

На рис. 4.27(b) приведена временная диаграмма для так называемой «схемы фиксации первого порядка с предсказанием». В этой схеме берутся значения входного сигнала в точках отсчета и по последнему интервалу между соседними выборками производится экстраполяция скорости изменения сигнала.

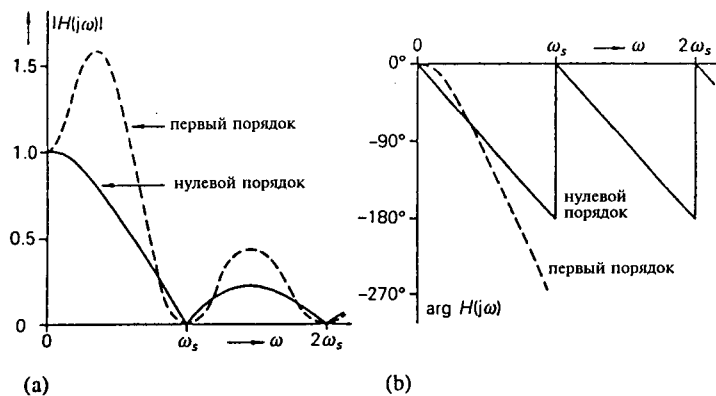


Рис. 4.28. (а) Амплитудно-частотные характеристики схемы фиксации нулевого порядка и экстраполирующей схемы фиксации первого порядка в случае применения каждой из них в качестве восстанавливающего фильтра. (б) Соответствующие фазо-частотные характеристики.

Поэтому данную схему называют также «устройством, осуществляющим линейную экстраполяцию». Если такое устройство с линейной экстраполяцией используется в качестве восстанавливающего фильтра, то его передаточная функция имеет вид:

$$H_1(j\omega) = T_s^2 (1 + j\omega T_s) \left(\frac{1 - e^{-j\omega T_s}}{j\omega} \right)^2.$$

Эта передаточная функция также представлена на рис. 4.28. Нетрудно видеть, что при таком методе восстановления фактически происходит усиление высокочастотных составляющих и не обеспечивается линейность фазочастотной характеристики. Большой сдвиг фаз на высоких частотах у восстанавливающих фильтров этого типа приводит к тому, что системы сбора данных, в которых такой фильтр является одним из узлов в петле обратной связи, особенно склонны к самовозбуждению. При таком поведении передаточной функции на высоких частотах устойчивость в области нижних частот перестает быть решающим фактором. Производя необходимые вычисления, можно получить следующее выражение для максимальной мгновенной ошибки по величине в случае синусоидального сигнала:

$$\varepsilon_1 = (\omega T_s)^2 = \frac{4\pi^2 \omega^2}{s} \\ (\omega T_s \ll 1).$$

В схемах фиксации первого порядка (а также в схемах более высокого порядка) ошибка максимальна вблизи пиковых значений синусоидального сигнала. Для получения 1%-ной ошибки нам нужно примерно 63 выборки на период (при синусоидальном сигнале).

На рис. 4.27(с) приведена временная диаграмма, характерная для восстанавливающих схем другого типа, а именно — для линейно интерполирующих схем фиксации первого порядка. В такой схеме осуществляется линейная интерполяция между соседними выборками, и в моменты отсчета сигнал на выходе схемы совпадает с выборочным значением входного сигнала. Это возможно, естественно, только в том случае, когда известны оба граничных значения на концах интервала интерполяции. Поэтому на выходе интерполирующей восстанавливающей схемы сигнал появляется с задержкой по отношению ко входному сигналу, по меньшей мере, на один период, с которым берутся выборки. Можно показать, что при синусоидальном сигнале максимальная мгновенная ошибка по величине для восстанавливающего фильтра с линейной интерполяцией равна:

$$\varepsilon_{11} = \frac{1}{4} (\omega T_s)^2 = \frac{\pi^2 \omega^2}{s}$$

$$(\omega T_s \ll 1).$$

Снова, как и выше, ошибка максимальна вблизи пиковых значений сигнала. При синусоидальном входном сигнале максимальная ошибка в данном случае становится меньше 1% уже при 16 выборках на период.

Можно реализовать интерполяцию и более высокого порядка. Необходимые вычисления обычно производятся внутри процессора, имеющегося в системе сбора данных. Но для этого необходимо, чтобы быстродействие процессора было много больше того темпа, в котором берутся выборки на входе системы. В пределах каждого интервала между соседними выборками на входе системы процессор будет вычислять n промежуточных значений. Затем эти значения поступают на выход через ЦАП и, например, через схему фиксации нулевого порядка, которая должна работать с частотой, в n раз большей, чем частота взятия выборок на входе. Может случиться так, что процессор является недостаточно быстрым для этого, либо по каким-то другим причинам, связанным со структурой системы, выполнить интерполяцию более высокого порядка в самом процессоре нельзя. Но даже в таком случае все же можно осуществить цифровую интерполяцию. Это можно сделать с помощью отдельного «постпроцессора». Преобладающую роль в совокупной ошибке системы сбора данных играет, как правило, ошибка восстановления. К тому же, рассматриваемая нами здесь интерполяция высокого порядка является разновидностью цифровой фильтрации, у которой нет дрейфа параметров. Поэтому осуществление такой цифровой обработки на заключительной стадии обычно является оправданным. Следует отметить, что у аналоговых электронных восстанавливающих фильтров параметры подвержены дрейфу. Кроме того, функционирование цифровых фильтров, осуществляющих постобработку, не зависит от частоты, с которой следуют выборки; поэтому их не надо настраивать, в отличие от их аналоговых эквивалентов.

Можно в качестве восстанавливающего фильтра использовать тот или иной аналоговый фильтр (например, фильтр Баттерворта). Если условие теоремы о выборках выполнено (то есть если $\omega_s > 2\omega_{\max}$), то, в принципе, возможно с помощью фильтра нижних частот идеально (без ошибок) восстановить входной сигнал при условии, что амплитудно-частотная характеристика фильтра остается ровной вплоть до частоты $\omega_s / 2$ и имеет бесконечно крутой спад на этой частоте (то есть в случае, когда фильтр имеет идеальную прямоугольную характеристику), а его фазо-частотная характеристика линейна в тех же пределах. Однако, как мы видели ранее, такой фильтр нельзя осуществить так, чтобы он работал в реальном времени. Действительно, он должен был бы быть так называемым нереализуемым фильтром. В противоречие с принципом причинности реакция фильтра с бесконечно крутым спадом амплитудно-частотной характеристики на скачок должна начинаться ранее того момента, когда этот скачок поступает на вход. Следовательно, такие фильтры могут работать только «в автономном режиме». Сначала сигнал записывается или отправляется в линию задержки, после чего становятся известными одновременно не только значение сигнала в

момент t_p , но также значения сигнала в моменты времени, предшествующие t_p , и значения, которые входной сигнал принимает в будущем. Поэтому такие схемы фильтрации реализуемы, как правило, только в форме цифрового алгоритма фильтрации в компьютере или в цифровом процессоре.

Мы уже видели, что ошибки вследствие наложения спектров зависят от формы сигнала и вида его спектра. Особенно важной при этом оказывается та часть спектра, которая сосредоточена вблизи частоты $\omega_s / 2$. Поскольку при проведении измерений приходится иметь дело с сигналами различного типа, нереально найти ошибки для каждого из этих (обычно не известных заранее) сигналов. Вот почему для оценки точности системы сбора данных чаще всего в качестве тестового сигнала выбирают шум.

На вход системы подается «белый шум» (то есть шум с не зависящей от частоты спектральной плотностью мощности) с нормальным (гауссовым) распределением вероятностей по величине, прошедший через так называемый «формирующий фильтр». Этот фильтр является фильтром нижних частот, амплитудно-частотная характеристика которого остается ровной до частоты среза ω_b и затем падает со скоростью $6n$ дБ на октаву (то есть зависит от частоты как $(\omega_b / \omega)^n$). Шум на выходе такого фильтра n -го порядка называют обычно «сигналом n -го порядка» с шириной спектра ω_b . Определяют среднеквадратическое значение этого входного сигнала (стандартное отклонение гауссова распределения по величине). Этот тестовый сигнал проходит через систему сбора данных с фиксированной частотой взятия выборки и заданными характеристиками фильтра, уменьшающего ошибки вследствие наложения спектров, и восстанавливающего фильтра. Измеряется среднеквадратическое значение восстановленного сигнала. По выполненным измерениям находят ошибку, вносимую системой сбора данных, и ее зависимость от частоты взятия выборок, а также от типа и порядка примененных фильтров. Эта ошибка является характеристикой, основанной, по существу, на мощности сигнала, а не на максимальной мгновенной ошибке

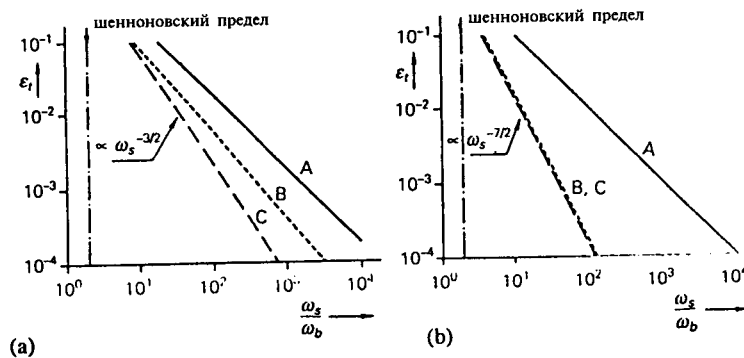


Рис. 4.29. Ошибка восстановления сигнала n -го порядка для различных восстанавливающих фильтров. А: Схема фиксации нулевого порядка. В: Фильтр Баттерворта четвертого порядка. С: Схема фиксации первого порядка с линейной интерполяцией. (а) $n = 2$. (б) $n = 4$.

по величине, как мы делали это для синусоидального сигнала. На рис. 4.29 представлены некоторые результаты для сигналов 2-го ($n = 2$) и 4-го ($n = 4$) порядков.

На этих графиках указана зависимость относительной ошибки ε_t от отношения (ω_s / ω_b) частоты взятия выборок ω_s к ширине спектра ω_b (шумового) сигнала на входе системы сбора данных. Здесь ε_t — полная ошибка в среднеквадратическом значении восстановленного тестового сигнала. На графике приведена ошибка, вносимая только при восстановлении в предположении, что фильтр, уменьшающий ошибки вследствие наложения спектров, отсутствует. Вычисляя мощность части тестового сигнала, спектр которой расположен в области высоких частот, можно получить следующее выражение для ошибки при достаточно крутом спаде частотной характеристики восстанавливающего фильтра:

$$\varepsilon_t = \left(\frac{\omega_s}{\omega_b} \right)^{-(2n-1)/2} + C,$$

где n — порядок сигнала, а C — произвольная постоянная.

Из нашего предыдущего рассмотрения нам известно, что ошибки восстановления могут приводить к большим ошибкам, вносимым системой сбора данных в целом. Давайте теперь примем во внимание другой источник ошибок, каким является процедура уменьшения ошибок вследствие наложения спектров. Поскольку мы вольны выбирать граничную частоту восстанавливающего фильтра (как это имеет место в случае аналоговых фильтров), мы можем оптимизировать систему сбора данных в отношении полной ошибки ε_t . На рис. 4.30 показан результат такой оптимизации, достигаемой за счет баланса между ошибками исключения и ошибками включения. В этом частном примере $\omega_s = 10\omega_b$, а граничная частота восстанавливающего фильтра ω_f изменяется от $0,1\omega_b$ до $10\omega_b$. На рис. 4.30 представлен случай, когда в каче-

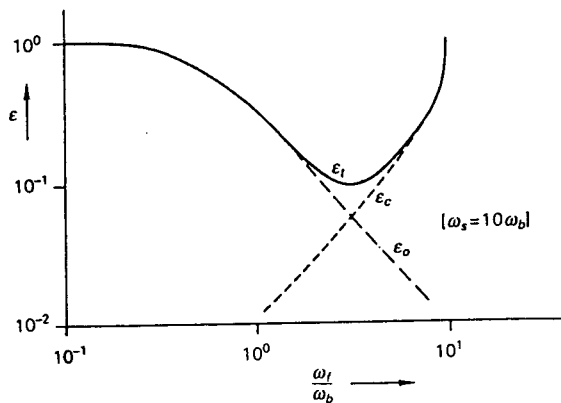


Рис. 4.30. Полная ошибка ε_t , «ошибка исключения» ε_c и «ошибка включения» ε_v для фильтра Баттерворта четвертого порядка и сигнала второго порядка.

стве восстанавливающего применен фильтр Баттерворта четвертого порядка, а тестовый сигнал второго порядка имеет ширину спектра ω_c .

Полная ошибка ε_t состоит из ошибки исключения ε_o и ошибки включения ε_c , поэтому

$$\varepsilon_t = \sqrt{\varepsilon_o^2 + \varepsilon_c^2}.$$

При малых значениях ω_j мы отфильтровываем слишком большую часть нулевой копии спектра входного сигнала (преобладает ошибка исключения), а при больших значениях ω_j мы оставляем слишком большую часть первой копии спектра (преобладает ошибка включения). Полная ошибка достигает минимума в точке $\omega_j \gg 3\omega_c$. На рис. 4.29 указаны именно такие минимальные значения ε_t для различных восстанавливающих фильтров и порядков тестового сигнала.

4.5.6 Мультиплексирование

В предыдущих разделах речь шла только об одноканальных системах сбора данных, то есть о таких системах, в каждой из которых должен измеряться только один входной сигнал и должен быть восстановленным только один управляющий сигнал на выходе. На практике важно, чтобы части системы, осуществляющие преобразование и восстановление, а также процессор, использовались более эффективно. Это достигается с помощью так называемых «мультиплексоров» (устройств сканирования сигнала или коммутаторов), которые производят считывание всех сигналов в компьютер путем их быстрого поочередного подключения. Такая процедура является разновидностью временного мультиплексирования (см. параграф 2.2). Все входные сигналы проходят через один процессор и через одни и те же части системы, осуществляющие преобразование и распределение данных. Реализуется принцип временного разделения, в результате чего система сбора данных становится многоканальной. Одно из достоинств такой системы состоит в том, что стоимость в расчете на один канал (или на один входной сигнал) оказывается много меньше, чем в случае одноканальной системы. Многоканальные системы сбора данных бывают рассчитаны, как правило, на 10–100 каналов, а в промышленности применяются системы с числом каналов до 1000.

Однако стоимость может стать не столь существенным достоинством из-за того, что мультиплексоры (и демультиплексоры на выходе) вносят дополнительные ошибки передачи, так что достижимая частота взятия выборок уменьшается с ростом числа каналов. В k -канальной системе сбора данных наибольшее значение частоты для каждого из k входных сигналов не может превосходить величины, в k раз меньшей, чем предельная частота в одноканальной системе с теми же самыми схемами преобразования. Демультиплексор на выходе системы сбора данных выполняет всего лишь функ-

цию, обратную мультиплексору, и поэтому ниже мы не будем рассматривать его отдельно.

Обычно мультиплексор состоит из электронных ключей. В прошлом применялись механические переключатели (например, в коммутаторе на телефонной станции), но в настоящее время все переключения выполняются с помощью электроники. В простейшем случае мультиплексор содержит k ключей, которые подключают один из k входов к единственному выходу. Чтобы предотвратить короткое замыкание между двумя входами, эти ключи действуют по принципу переключения (сначала размыкается одна цепь, потом замыкается другая). В простом мультиплексоре переключение происходит только тогда, когда он получает команду от системного «блока синхронизации». Такой мультиплексор называют «последовательным»: в нем k каналов подключаются к выходу в том порядке, в каком они присоединены ко входам. В мультиплексорах «с произвольным доступом» применено более гибкое решение: центральный процессор определяет, какой из каналов должен быть подключен, указывая адрес канала. С помощью мультиплексоров с произвольным доступом можно реализовать так называемое «адаптивное мультиплексирование», то есть процедуру, согласно которой обращение к узкополосным входным сигналам происходит реже и взятие выборок, таким образом, осуществляется с меньшей частотой, чем для широкополосных входных сигналов. Этот метод позволяет более экономно расходовать ресурс системы в отношении преобразования и обработки, когда входные сигналы значительно отличаются друг от друга по своим спектрам.

Возможны три вида коммутации в мультиплексоре: непосредственная коммутация, сверхкоммутация и подкоммутация. Как показано на рис. 4.31, непосредственная коммутация реализуется в мультиплексоре, устроенном так, как описано выше: с помощью (фактически) одного переключателя один из k входов соединяется с выходом. В мультиплексоре, у которого один входной сигнал подан на несколько входов, осуществляется «сверхкоммутация». При сверхкоммутации число входов, на которые подается сигнал, определяется требуемой частотой взятия выборок для этого сигнала. Такой метод представляет собой аппаратное решение проблемы обработки широко-

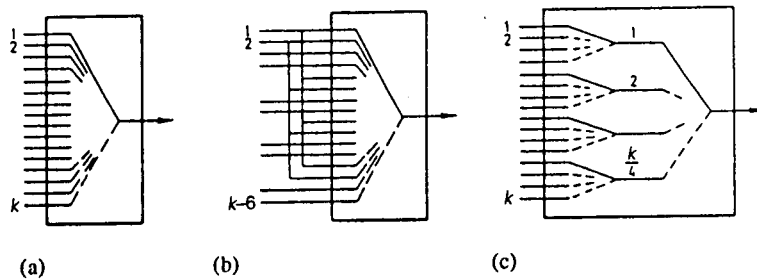


Рис. 4.31. (а) Непосредственная коммутация k каналов. (б) Сверхкоммутация каналов 1 и 2. (с) Подкоммутация k каналов по 4.

кополосных входных сигналов. Очевидно, что это достигается за счет уменьшения общего числа каналов. В примере, приведенном на рис. 4.31(b), частота взятия выборок у первых двух каналов в четыре раза выше, чем у остальных; общее число каналов уменьшается в этом случае на шесть.

Непосредственную коммутацию, показанную на рис. 4.31(a), не так легко осуществить практически, особенно в случае мультиплексоров с большим числом каналов. Проблема заключается в перекрестных помехах и частичном прохождении на выход сигналов из тех каналов, которые в данный момент отключены. Эта проблема возникает из-за того, что (полевые) транзисторы, используемые в ключах, не являются идеальными. Кроме того, каждый ключ добавляет паразитный (нагрузочный) импеданс между входом и землей. Если мы поместим большое число ключей параллельно, то уровни шумов и эффекты, связанные с нагрузкой, окажутся недопустимыми. Поэтому в мультиплексорах с большим числом каналов применяется «подкоммутация». Как показано на рис. 4.31(c), подкоммутация осуществляется в несколько этапов. В примере, приведенном на рисунке, один канал мультиплексора с непосредственной коммутацией (рис. 4.31(a)) подвержен действию перекрестных помех со стороны, скажем, 15 других каналов, тогда как в схеме, указанной на рис. 4.31(c), число каналов, служащих источником перекрестных помех, ограничено 3 каналами и 3 подканалами.

Когда мультиплексирование применяется для коммутации малых по величине сигналов, сопровождаемых собственным шумом, особенно важно обеспечить защиту от внесения других помех. На рис. 4.32(a) показано, как обычно измеряются большие по величине сигналы. Даже в том случае, когда источник сигнала V_v находится на некотором расстоянии от усилителя A , напряжение V_g между земляными точками усилителя и источника пренебрежимо мало по сравнению с V_v . В этом случае оказывается достаточным мультиплексор с асимметричной (по отношению к земле) структурой. Такой «асимметричный мультиплексор» приемлем, когда $V_g = 0$ или V_g / V_v очень мало. Если эти требования не выполнены, то необходимо применить «симметричный мультиплексор» (указанный на рис. 4.32(b)).

В таком мультиплексоре происходит одновременное переключение двух входов для каждого канала. При этом важно, чтобы усилитель A обладал

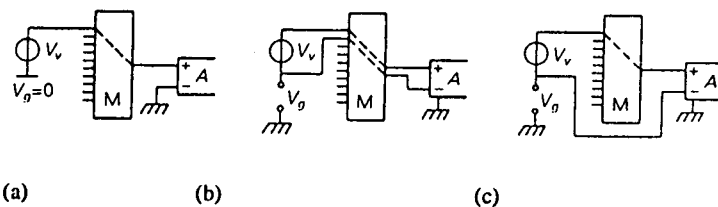


Рис. 4.32. (a) Асимметричный мультиплексор. (b) Симметричный мультиплексор. (c) Псевдосимметричный мультиплексор. V_g — напряжение помехи между землей усилителя A и землей источника сигнала V_v , возникающее из-за паразитных токов, текущих по земле.

большим «коэффициентом ослабления синфазного сигнала» (см. раздел 2.3.3.3). Более простое, но несколько менее эффективное решение приведено на рис. 4.32(с). Применяя показанный здесь «псевдосимметричный мультиплексор», мы предполагаем, что для всех источников входных сигналов напряжение помех V_g примерно одинаково. Однако обычно это справедливо только приближенно; правда, при таком методе мультиплексирования не предъявляются столь серьезные требования к нечувствительности усилителя по отношению к синфазному сигналу, как в случае симметричного мультиплексора. Чтобы точно измерять малые по величине сигналы, необходимо применять экранирование (рассмотренное в разделе 2.3.3.3). В таких случаях при мультиплексировании экран также переключается; поэтому на один канал необходимо иметь три ключа.

Центральный цифровой процессор системы сбора данных способен воспринимать информацию только в дискретные моменты времени. Когда нужно, чтобы процессор осуществлял совместную обработку нескольких входных сигналов, как правило, предполагается, что выборки из всех этих сигналов берутся в один и тот же момент времени. Однако на практике при мультиплексировании по описанному выше принципу выборки из разных сигналов берутся последовательно. Поэтому соответствующие выборки сдвинуты немного по времени. Эта задержка между выборками в нескольких параллельно обрабатываемых сигналах известна как «разнесение». При обработке разнесение вносит нежелательный сдвиг по фазе. Можно минимизировать разнесение, подключив сигналы, которые должны обрабатываться в одном алгоритме, таким образом, чтобы все они вводились в соседних каналах мультиплексора. Тогда выборки из этих сигналов будут отстоять друг от друга только на короткое время. Если и при таком методе вносится слишком большой сдвиг по фазе, то можно воспользоваться так называемым «синхронным мультиплексированием». Это может оказаться дороже (см. рис. 4.33), но такой способ является единственным правильным решением, позволяющим избежать разнесения полностью.

Как видно из схемы на рис. 4.33(а), каждый из сигналов, подаваемых на входы мультиплексора (М), поступает от своей схемы выборки и хранения (S/H). Блок синхронизации одновременно переключает все эти схемы в режим «хранения». Это делается однократно в каждом цикле сканирования, производимого мультиплексором с частотой ω_s / k . Затем мультиплексор считывает эти «удерживаемые» входные напряжения и подает их на АЦП. Для того чтобы взятие выборок было абсолютно одновременным, важно обеспечить идентичность фильтров, осуществляющих фильтрацию, предшествующую взятию выборок, в каждом из каналов. Если этого не сделать, то будут вноситься нежелательные фазовые сдвиги. Для сравнения на рис. 4.33(б) изображен обычный мультиплексор с единственной схемой выборки и хранения S/H.

У всякого мультиплексора есть определенная максимальная скорость сканирования. Она определяется наибольшим числом каналов, которые можно подключить к выходу в пределах одной секунды. Ограничение скорости сканирования обусловлено конечным временем, необходимым для того, чтобы закончился переходный процесс, возникающий при подключении к новому

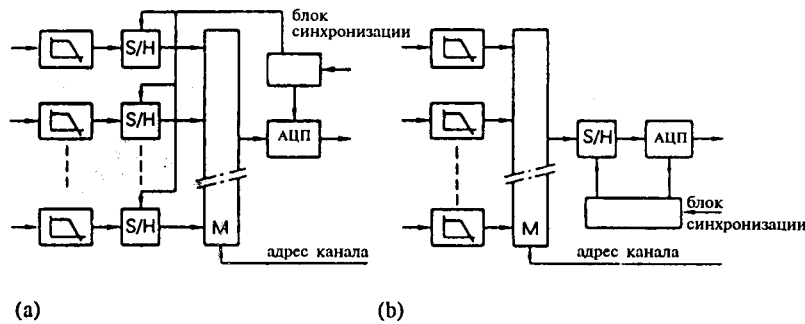


Рис. 4.33. (а) Синхронный мультиплексор. (б) Обычный мультиплексор. S/H — схема выборки и хранения.

каналу. Это время, которое должно пройти, прежде чем выходной сигнал войдет в допустимые пределы отклонения от конечного значения; его называют «временем установления». О максимальной скорости сканирования говорят также как о «пропускной способности» (выражаемой числом каналов в секунду). Кроме того, мультиплексор не является идеальным устройством. Он имеет ненулевое сопротивление между входом и выходом в режиме «включено», вносит небольшую ошибку смещения нуля и не обеспечивает полной изоляции выключенных каналов. Даже в состоянии «выключено» некоторая доля входного сигнала проходит на выход мультиплексора. Правда, в каждом конкретном применении путем тщательного отбора, как правило, можно добиться того, чтобы эти ошибки оставались малыми.

4.5.7 Автоматизированные измерительные системы

Компьютеризованная измерительная система включает в себя (мини)компьютер, работающий «в реальном времени» или, как говорят, в режиме «on-line». Этот компьютер оборудован системой сбора данных для измерения физических сигналов и системой распределения данных для управления физическими процессами. В предыдущих разделах мы рассмотрели отдельные узлы и блоки такой измерительно-управляющей системы. Здесь же предметом изучения будет сама система в целом.

В самом общем случае компьютеризованная измерительная система может быть спроектирована двумя способами: как централизованная система и как децентрализованная система. На рис. 4.34 приведен пример системы с «централизованной» архитектурой. Мы называем эту систему централизованной, потому что части системы, ответственные за преобразование сигнала, используются для обработки всех сигналов последовательно. Поэтому соответствующая электроника размещается обычно в центральном компьютере. Достоинства этой системы очевидны: благодаря использованию частей, ответственных за преобразование сигнала, по принципу разделения

времени стоимость системы низка. На рис. 4.35 показана измерительная система с «децентрализованной» архитектурой. В этой системе каждый канал содержит свои собственные узлы преобразования и только цифровой процессор работает в режиме временного мультиплексирования. Такой принцип позволяет производить оптимизацию в каждом канале независимо. Кроме того, блоки преобразования при такой архитектуре могут быть в k раз более медленными, чем те же узлы в централизованной системе. Следовательно, эти отдельные блоки преобразования будут менее дорогими. В такой системе преобразование можно выполнять локально в месте расположения источника сигнала, а это означает, что сигналы от измерительного источника к процессору можно передавать в цифровом виде (а не в виде аналоговых сигналов, которые очень чувствительны к помехам). Далее, используя микрокомпьютеры, каждый из каналов можно снабдить своим собственным препроектором, разгружающим главный процессор. Соединение между процессорами в измерительной системе может быть реализовано в виде «шины». О системе с такой архитектурой говорят как о распределенной измерительной системе. Процессор может быть соединен также с другими, автономно работающими измерительными системами, не входящими в состав системы сбора данных. Часто это осуществляют с помощью той или иной стандартной шины (например, с помощью шины IEEE-488). На рис. 4.36 приведен пример такой системы.

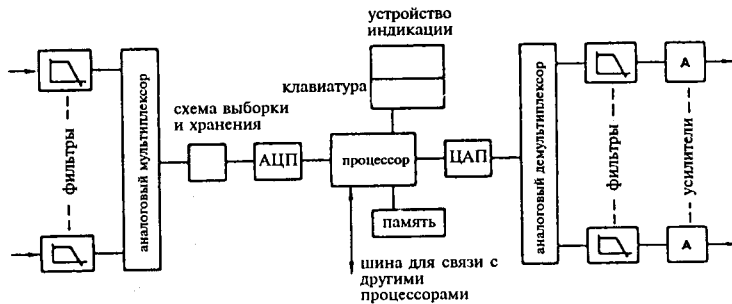


Рис. 4.34. Централизованная измерительная система.

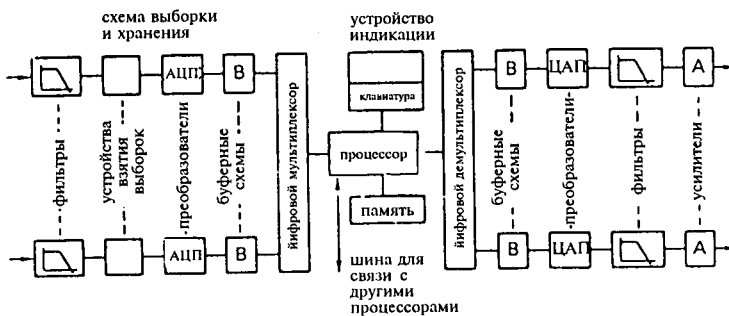


Рис. 4.35. Децентрализованная измерительная система.

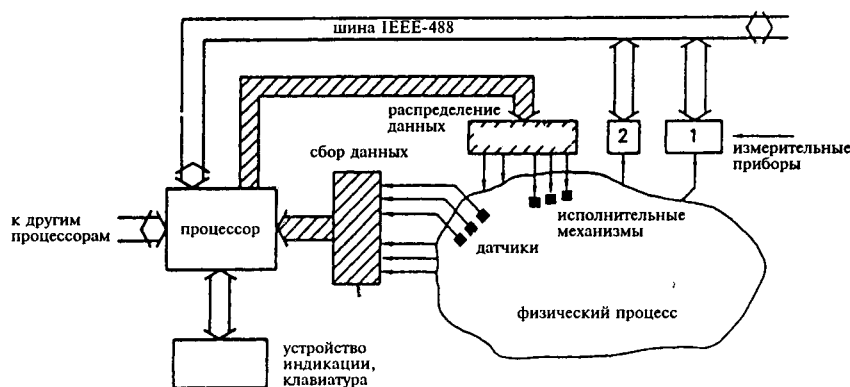


Рис. 4.36. Распределенная измерительная система.

Если в централизованной системе сбора данных сигналы в отдельных каналах сильно различаются по величине, то можно в центральную часть системы добавить программируемый усилитель. Тогда его коэффициент усиления будет изменяться процессором одновременно с изменением адреса канала. Однако переключение усилителя на новое значение коэффициента усиления потребует определенного времени и из-за этого максимальная скорость сканирования в системе понизится. Поэтому важно разбить каналы на группы с примерно одинаковым уровнем сигналов. Тогда можно будет программируемый усилитель переключать не каждый раз при обращении к новому каналу. Еще лучше воспользоваться субкоммутацией, предусмотрев, например, три входных мультиплексора (для работы с сигналами низкого, среднего и высокого уровня) и включив на выходе каждого из них свой усилитель с фиксированным коэффициентом усиления так, чтобы только после этого происходило окончательное мультиплексирование сигналов в один канал.

На вход одного из каналов системы часто подают «опорный сигнал» или «сигнал калибровки». Тогда можно обнаруживать уход коэффициентов передачи и запрограммировать цифровой процессор на коррекцию этих ошибок.

Нередко система сбора данных должна воспринимать также ряд двоичных входных сигналов, таких, например, как положение переключателей или выходные сигналы датчиков в системах обнаружения (пожара, перегрузки и других нежелательных событий). В системе на рис. 4.35 эти сигналы подаются прямо на отдельные входы цифрового мультиплексора. В системе на рис. 4.34 эти сигналы либо подаются на вход процессору независимо, либо через цифровой мультиплексор, обеспечивающий переключение между выходом АЦП и цифровым входом. Наконец, система сбора данных должна содержать также «блок синхронизации и управления», работающий под управлением компьютера. Этот блок вырабатывает управляющие сигналы,

необходимые для надлежащего функционирования самой системы, на основе которых генерируются адреса каналов, выдаются команды перехода в режим хранения и команды преобразования, устанавливаются коэффициенты усиления и т.д.

Выбор между использованием независимой внешней шины и встроенной шинной организацией зависит от конкретного назначения измерительной системы. В больших проектах, например, при создании автоматизированной системы очистки нефти, предпочтение отдают обмену сигналами по встроенной шине, при разработке которой принимают во внимание специальные условия эксплуатации. Однако в случае, когда возникает необходимость в измерительной системе, которой предстоит воспользоваться всего один раз, например, при испытаниях дорогой машины во время ее первоначального пуска, скорее следует применить стандартную внешнюю шину, к которой легко подключить имеющиеся измерительные приборы. В мире измерений и приборостроения для этой цели практически всегда применяется шина IEEE-488 (известная под несколькими различными названиями, в том числе под названием «канал общего пользования, КОП» на русском языке).

Шина IEEE-488

Шина IEEE-488 была разработана фирмой Hewlett-Packard в 1972 году и была названа HP-IB (Hewlett-Packard Interface Bus). Она известна также как GPIB (General Purpose Interface Bus). В 1976 году эта шина была принята в Европе Международной электротехнической комиссией в качестве стандарта IEC 625-1 (МЭК 625-1), а в 1978 году — американским Институтом инженеров по электротехнике и электронике в качестве стандарта IEEE-488. Результатом международной стандартизации стало то, что в настоящее время почти каждый заслуживающий внимания измерительный прибор снабжен шиной IEEE-488. Эта шина служит гибким интерфейсом между измерительными приборами, компьютерами и периферией (то есть такими внешними устройствами, как плоттеры, принтеры и т.д.).

Шина IEEE-488 является средством связи «коллективного пользования»: все устройства, включенные в систему, подключаются к шине параллельно. Поэтому шина, состоящая из 16 проводов или линий, подведена к каждому из участников. Шина допускает объединение в одну систему максимум 15 устройств. В принципе, каждое из входящих в систему устройств может вступить в (двустороннюю) связь с любым другим устройством и передать результат измерений или управляющие сигналы. Каждое устройство должно быть способно выполнять, по крайней мере, одну из следующих трех функций: быть «источником данных», «приемником данных» или «контроллером» (управляющим устройством). «Источник» передает по шине данные всем подключенным к ней устройствам, а «приемник» принимает данные из шины. Многие приборы могут быть как источниками, так и приемниками; в режиме приема программируемый прибор получает предназначенные ему управляющие сигналы, а в режиме выдачи данных передает свои ре-

зультаты измерений. В простейшем случае система состоит из одного источника, соединенного с одним приемником. При этом данные передаются в одном направлении. Источник вручную устанавливается на работу в режиме «только выдача данных», а приемник — на работу в режиме «только прием». Таким образом можно, например, подключить измерительный прибор к плоттеру или самописцу.

Упомянутой выше «контроллер» управляет шиной, указывая, какому устройству быть источником и каким устройствам быть приемниками. Контроллер может также установить одно или несколько устройств в какой-то другой режим работы, в котором это устройство, как измерительный прибор, будет выполнять функцию, отличающуюся от уже указанных.

Сигналы, передаваемые по 16 линиям шины IEEE-488, имеют уровни, принятые в транзисторно-транзисторной логике (ТТЛ-сигналы), и вырабатываются схемами «с открытым коллектором». Совокупность всех линий разбивается на три подшины, каждая из которых выполняет свою функцию:

а. Шина ввода/вывода данных (DIO). Эта шина состоит из восьми линий. Данные представлены параллельно передаваемыми битами и последовательно передаваемыми байтами. Передача данных по шине DIO осуществляется асинхронно согласно процедуре, называемой «квитированием», когда ее участники обмениваются «квитанциями».

б. Шина квитирования. Эта шина состоит из трех линий, сигналы на которых в совокупности управляют процедурой передачи данных по шине DIO. Только после того, как самый медленный участник закончит чтение и прием данных, шина освобождается для выполнения следующего действия. Недостаток этого способа заключается в том, что в случае, когда один из участников не в состоянии выдать сигнал «готовности», шина остается заблокированной для дальнейшего использования. Поэтому контроллер должен, спустя заданное «время ожидания», восстановить нормальный режим на шине.

с. Шина управления. Эта шина состоит из 5 линий, используемых для того, чтобы обеспечить упорядоченную передачу сообщений по шине.

Сейчас кратко будет объяснена работа каждой из этих трех подшин.

Начнем с шины данных. По этой шине передаются не только собственно данные (результаты измерений, управляющие сигналы), но также адреса участников, общие команды и байты, выражающие состояние шины. Тип данных, передаваемых по шине DIO, определяется линией ATN («Внимание») шины управления. Если сигнал на линии ATN имеет логическое значение «истина», то это означает, что на шине данных находится адрес или общая команда и все участники должны ее принимать. Когда сигнал на линии ATN имеет значение «ложь», на шине данных находятся данные, относящиеся только к тем устройствам, которые ранее были объявлены источником и приемниками. Важно отметить, что на всех линиях шины квитирования и шины управления используется отрицательная логика: значению «истина» (логическая единица) соответствует низкий уровень (ТТЛ-) напряжения, а значению «ложь» (логический ноль) — высокий уровень (ТТЛ-) напряжения.

Шина квитирования состоит из трех линий, сигналы на которых имеют заранее установленное значение: DAV («Данные готовы»), NRFD («Не готов к приему данных») и NDAC («Данные не приняты»). Устанавливая единичное значение сигнала на линии DAV (низкий уровень), источник показывает, что данные на линиях шины DIO готовы. Источник не может изменить эти данные, пока сигнал на линии NDAC не примет нулевое значение (высокий уровень). Это произойдет только после того, как все приемники прочтут и примут данные. Когда сигнал на линии NRFD имеет единичное значение (низкий уровень), это означает, что все приемники:

1. видят данные, удерживаемые на шине DIO (при единичном значении сигнала DAV), и
2. готовы к чтению этих данных.

Сигнал на линии NDAC сохраняет единичное значение (низкий уровень) во время квитирования, пока все приемники не прочтут и не примут данные; в течение всего этого времени источник не может ни изменить, ни удалить данные с линий шины DIO. На рис. 4.37 приведена временная диаграмма как пример процедуры квитирования. Мы видим, что процедура квитирования «запирает себя»: она ждет, пока самое медленное из устройств не будет готово к следующему шагу. Сигналы NRFD, DAV и NDAC синхронизированы по отношению друг к другу так, как это указано стрелками на рис. 4.37. Две линии NRFD и NDAC действуют по принципу «монтажное ИЛИ», так что каждый из участников может видеть состояние любого другого устройства, подключенного к шине. Это показано на рис. 4.38. Такой способ обеспечивает пребывание системы в режиме ожидания до тех пор, пока самый медленный из приборов не будет готов и не объявит об этом сигналами «готов к приему данных» и «данные приняты», выдав на линии NRFD и NDAC нулевое значение.

Одна из линий шины управления обозначается IFC («Очистить интерфейс»); контроллер устанавливает единичное значение сигнала на этой линии (низкий

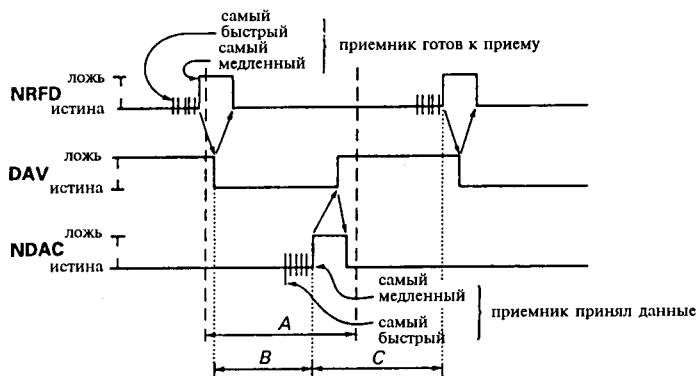


Рис. 4.37. Временная диаграмма запирающей себя процедуры квитирования, которой сопровождается передача данных по шине IEEE-488. В пределах отрезка времени A источник удерживает данные на шине DIO. Интервал B используется для чтения этих данных. В течение интервала времени C участник выполняет прочитанную команду.

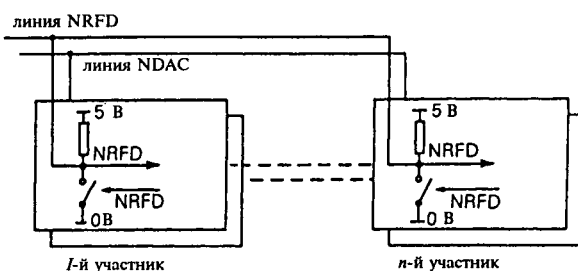


Рис. 4.38. Каждый из участников подключается к линиям NRFD и NDAC шины квитирования по правилу «монтажное ИЛИ». Если один или большее число участников еще не готовы читать данные, то соответствующие ключи замкнуты. Таким образом, любое из устройств в состоянии удерживать единичное значение на линии NRFD шины IEEE-488 (низкий уровень), несмотря на то, что другие участники могут быть готовы (их ключи разомкнуты). Когда данный участник является источником, он устанавливает нулевое значение на линии NRFD перед тем, как выдать сигнал DAV.

уровень), чтобы привести всю систему в желаемое начальное состояние. Сигнал на другой линии, обозначаемой SRQ («Запрос обслуживания»), может быть установлен в единичное значение участником (низкий уровень), когда он хочет привлечь к себе внимание или прервать текущую работу системы. Линия REN («Дистанционное управление») используется для того, чтобы произвести выбор между двумя альтернативными источниками управляющих воздействий. Посредством сигнала на линии EOI («Конец или подтверждение») либо отмечается конец последовательности байтов данных, либо — совместно с сигналом на линии ATN — устанавливается порядок, в котором участники передают свои данные. Функция линии ATN была описана выше.

Здесь описан только принцип действия шины IEEE-488. Необходимость в более подробных сведениях зависит от конкретных устройств, включенных в систему. Не всем устройствам нужно реагировать на сигналы во всех линиях шины. Это определяется теми измерениями, которые выполняются соответствующими устройствами.

Наконец, следует указать, что между стандартами имеются небольшие различия. Новый стандарт IEEE-488.2 (1987) предусматривает большую свободу, чем старый стандарт, одновременно удаляя неоднозначности старого стандарта. В 1990 году был принят один стандартный набор команд для программирования всех приборов, оснащенных шиной IEEE-488.2. Его называют системой стандартных команд для программируемых приборов (SCPI). Системой SCPI устанавливаются форматы данных, сообщение о статусе, команды общего конфигурирования, обработка ошибок и команды, относящиеся к отдельным устройствам. В прошлом производители измерительной аппаратуры в большинстве случаев предусматривали выполнение этих функций по-разному, что делало программирование объединенных шиной приборов сложным и долгим. Системой же SCPI предусматривается, например, измерение напряжения любым предназначенным для этого оборудованием всего лишь по команде MEAS:VOLT?

Приложение

В этом приложении приведена дополнительная информация и даны дальнейшие разъяснения относительно вопросов, рассмотренных в соответствующих разделах основного текста.

A.1 Система единиц SI

Международная система метрических единиц (Systeme International d'Unites), принятая в результате проведения ряда конференций (Conference Generale des Poids et Mesures), состоит из семи основных величин, двух дополнительных величин и многочисленных производных величин. Семь основных величин с их единицами измерения в SI перечислены в табл. A.1, а две дополнительные величины указаны в табл. A.2; в табл. A.3 приведены примеры производных величин и их единицы в системе SI. Кроме того, в табл. A.4 дан список десятичных приставок, используемых для обозначения кратных и дольных величин, получающихся в результате умножения и деления на 1000.

Табл. A.1. Основные величины и единицы в системе SI.

Основная величина	Единица SI		
	Наименование	Символ	
		лат.	рус.
длина	метр	m	м
масса	килограмм	kg	кг
время	секунда	s	с
электрический ток	ампер	A	A
термодинамическая температура	кельвин	K	K
сила света	кандела	cd	св
количество вещества	моль	mol	МОЛЬ

Табл. А.2. Дополнительные величины и единицы в системе SI.

Величина	Единица	Символ	
		лат.	рус.
(плоский) угол	радиан	rad	рад
телесный угол	стерадиан	sr	ср

Табл. А.3. Производные величины и их единицы в системе SI.

Величина	Единица	Символ		Размерность
		лат.	рус.	
частота	герц	Hz	Гц	c^{-1}
сила	ньютон	N	Н	$кг \cdot м / c^2$
давление (напряжение)	паскаль	Pa	Па	$Н / м^2 = кг / м \cdot c^2$
энергия, работа	джоуль	J	Дж	$Н \cdot м = кг \cdot м^2 / c^2$
мощность	ватт	W	Вт	$Дж / c = кг \cdot м^2 / c^3$
электрический заряд	кулон	C	Кл	$A \cdot c$
электрический потенциал	вольт	V	В	$Вт / A = кг \cdot м^2 / c^3 \cdot A$
электрическое сопротивление	ом	Ω	Ом	$В / A = кг \cdot м^2 / c^3 \cdot A^2$
проводимость	сименс	S	См	$Ом^{-1} = c^3 \cdot A^2 / кг \cdot м^2$
емкость	фарада	F	Ф	$Кл / В = c^4 \cdot A^2 / кг \cdot м^2$
индуктивность	генри	H	Гн	$Вб / A = кг \cdot м^2 / c^2 \cdot A^2$
магнитный поток	вебер	Wb	Вб	$В \cdot c = кг \cdot м^2 / c^2 \cdot A$
плотность магнитного потока	тесла	T	Тл	$Вб / м^2 = кг / c^2 \cdot A$
световой поток	-люмен	lm	лм	св · ср
освещенность	люкс	lx	лк	св · ср / м ²

Основные единицы определены следующим образом.

Мерой *длины* в системе единиц SI является *метр*. Один метр равен пути, который проходит свет в вакууме за время, равное $1/299792458$ с.

Мерой *массы* в системе единиц SI является *килограмм*. Это единственная единица, которая все еще определяется как физический артефакт (предмет, сделанный человеком), а именно — прототип из платино-иридиевого сплава, объявленный третьей генеральной конференцией по мерам и весам (в 1901 году) эталоном массы. Он содержится в международном бюро по мерам и весам во Франции, в Севре, вблизи Парижа.

Мерой *времени* в системе единиц SI является *секунда*. Она определена как длительность $9\,192\,631\,770$ периодов электро-магнитного колебания, соответствующего переходу между двумя уровнями сверхтонкой структуры основного состояния атома цезия-133.

Мерой *электрического тока* в системе единиц SI является *ампер*. По определению, это такой ток, который приводит к тому, что между двумя парал-

Табл. А.4. Десятичные приставки.

Приставка		Аббревиатура		Множитель
лат.	рус.	лат.	рус.	
yotta	йотта	Y		10^{24}
zeta	зета	Z		10^{21}
exa	экса	E		10^{18}
penta	пента	P		10^{15}
tera	тера	T	Т	10^{12}
giga	гига	G	Г	10^9
mega	мега	M	М	10^6
kilo	кило	k	к	10^3
milli	милли	m	м	10^{-3}
micro	микро	μ	мк	10^{-6}
nano	нано	n	н	10^{-9}
pico	пико	p	п	10^{-12}
femto	фемто	f	ф	10^{-15}
atto	атто	a	а	10^{-18}
zepto	zepto	z		10^{-21}
yocto	йокто	y		10^{-24}

лельными длинными проводниками, помещенными на расстоянии одного метра в вакууме, действует сила, равная 2×10^{-7} ньютонов на метр длины.

Мерой термодинамической *температуры* в системе единиц SI является *кельвин*, определенный как $1/273.16$ от термодинамической температуры тройной точки воды.

Мерой *силы света* в системе единиц SI является *свеча*. Она определена как сила света в заданном направлении от источника, испускающего в этом направлении монохроматическое колебание с частотой 540×10^{12} герц с интенсивностью излучения $1/683$ ватт на стерадиан.

Мерой *количества вещества* в системе единиц SI является *моль*. Один моль содержит столько элементарных компонентов, сколько атомов содержится в $0,012$ килограмма углерода-12. (Здесь необходимо определить, что такое «элементарные компоненты». Этот термин может относиться к атомам, молекулам, ионам, электронам или к другим частицам, а также к объединениям идентичных объектов.)

Определения двух дополнительных безразмерных величин таковы:

- *Радиан* — это плоский угол с вершиной в центре окружности, стягиваемый дугой, равной по длине радиусу этой окружности.

- *Стерадиан* — это телесный угол с вершиной в центре сферы, стягиваемый сферической поверхностью, равной по площади квадрату радиуса сферы.

А.2 Запись результатов измерений

Результаты измерений или вычислений, в основе которых лежат измеренные величины, имеют числовые значения с некоторой погрешностью. Величина этой погрешности служит мерой неопределенности, с которой так полученные значения следует воспринимать. Если результат измерений объявляется без указания его погрешности, то этим не сообщается никакой информации и такие сведения не имеют смысла. Поэтому в общем случае результат измерений бывает представлен вместе с максимально возможной ошибкой. Например, результат измерения электрического тока может иметь вид: $6,35 \pm 0,03$ А или $6,35$ А $\pm 5\%$.

Если ошибка не сообщается в явном виде одновременно с результатом измерения, то, по умолчанию, принимается, что абсолютное значение ошибки равно плюс или минус единице в младшем десятичном разряде. Поэтому результат измерения $7,35$ А означает $7,35 \pm 0,01$ А. Если, например, потенциометр подстраивается таким образом, чтобы его сопротивление равнялось 1000000 Ом, а разрешение при этом составляет 1% , то значение сопротивления записывается как $1,000$ МОм или 1000 кОм, поскольку запись 1000000 Ом означала бы, что ошибка не превосходит $\pm 10^{-6}$.

Очевидно, что сказанное не относится к точным математическим постоянным (таким, как $\sqrt{2}$, 2π , π^2 и т.д.), которые часто встречаются в физических соотношениях.

NB: Многие единицы измерения названы по имени знаменитых физиков прошлого. Когда название такой единицы измерения пишется полностью, то, согласно принятому соглашению, во избежание путаницы запись должна начинаться с маленькой буквы, тогда как при указании такой единицы измерения в виде аббревиатуры ее запись начинается с заглавной буквы. Так, например, единица измерения электрического тока в системе SI названа по имени Ампера (Andre Marie Ampere, 1775 — 1836), французского физика, ставшего пионером в исследовании электромагнетизма. Поэтому измеренное значение тока следует указывать как $10,5$ ампера или $10,5$ А.

Когда результаты последовательности измерений представляют в виде графика (например, в координатах xy), часто используют масштабные множители, чтобы продемонстрировать, что эксперименты дают сравнимые результаты. При этом, как правило, по одной из осей откладываются «произвольные единицы». Однако как раз *единицы* определенно не являются произвольными; произвольны *масштабные множители*. Так что вдоль соответствующей оси следует читать: «произвольный масштабный множитель».

Наконец, мы сделаем несколько замечаний относительно принятых соглашений по поводу терминологии, употребляемой при измерениях.

- Часто при записи действующего значения напряжения, равного, скажем, 25 В, это бывает указано явно: $25 V_{\text{RMS}}$. Однако при этом можно подумать, что существует несколько единиц различного сорта: В и V_{RMS} . Поэтому лучше писать так: «Действующее значение напряжения равно 25 В». Можно, впрочем, написать и так: $V_{\text{RMS}} = 25$ В.

- Единицы всегда указываются в единственном числе, так что неправильно говорить: «Потенциал составляет 10 вольтов».
- Температура в системе SI выражается просто в кельвинах, а не в градусах Кельвина. Точно так же не говорят о делениях вольта.
- Строго говоря, названия вольтметр, амперметр и др. неправильны. Согласно названию, получается, что приборы измеряют не величины, такие как потенциал, ток и т.д., а единицы измерения. Более подходящими были бы названия типа потенциаломер, токоммер и др.
- Логично так увязывать физическую характеристику со значением параметра, чтобы по мере того, как характеристика проявляется в большей степени, значение параметра, количественно выражающего эту характеристику, росло. Например, про измерительную систему с допустимым отклонением коэффициента передачи от желаемого значения в 1% говорят, что погрешность составляет 1% (или можно сказать, что точность равна 99%), но неправильно говорить, что точность равна 1%. Точно так же говорят, что нелинейность составляет 10^{-3} , но не говорят «линейность равна 10^{-3} ». Разрешение измерительной системы с высокой разрешающей способностью необходимо выразить числом 10^4 , но не числом 10^{-4} .

А.3 Децибелы

(Деци)бел является логарифмической мерой отношения мощностей. Мощность P_2 на a бел больше мощности P_1 , когда

$$\log_{10} \left(\frac{P_2}{P_1} \right) = a.$$

Таким образом, справедлива запись:

$$P_2 = 10^a P_1.$$

Децибел (дБ) составляет десятую часть от бела, так что

$$a \text{ бел} = 10a \text{ дБ} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_2}{P_1} \right) \text{ дБ}.$$

Можно также использовать (деци)белы в качестве абсолютной меры мощности, установив фиксированное опорное значение P_r , относительно которого рассматриваемая мощность P_1 выражается данным числом (деци)бел, и привязав все последующие расчеты мощности к этому значению P_r . Чаще всего выбирают P_r равным 1 мВт. В этом случае единицы, с помощью которых выражают мощность, обозначаются Бм или дБм. Таким образом, мощность в 0 дБм равна 1 мВт, мощность в 10 дБм — это то же самое, что 10 мВт, величина 20 дБм соответствует 100 мВт и т.д.

В децибелах можно выразить также отношение величин двух сигналов, например, отношение двух напряжений или двух токов. Это можно проиллюстрировать следующим примером. На вход электронной системы подается напряжение V_i ; ее входное сопротивление равно R_i и на нем рассеивается мощность P_i Вт. Система развивает выходное напряжение на сопротивлении нагрузки R_o , отдавая в него мощность P_o . Вспоминая, что $P = V^2 / R$, найдем коэффициент усиления мощности данной системы, выраженный в децибелах:

$$10 \log_{10} \left(\frac{P_o}{P_i} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{V_o}{V_i} \right) + 10 \log_{10} \left(\frac{R_i}{R_o} \right) \text{ дБ.}$$

Если R_i совпадает с R_o , то коэффициент усиления мощности становится равным

$$20 \log_{10} \left(\frac{V_o}{V_i} \right) \text{ дБ.}$$

Последнее выражение часто используется также в качестве логарифмической меры отношения двух величин, даже в том случае, когда входное сопротивление R_i не равно сопротивлению нагрузки R_o . Поправочный член $10 \log_{10}(R_i / R_o)$ обычно опускают из соображений удобства. Если следовать данному правилу (как это обычно бывает в электронике), то во избежание путаницы важно в явном виде указывать, что имеется в виду *отношение величин*, а не *отношение мощностей*.

Наконец, натуральный логарифм отношения двух величин (потенциалов, токов, давлений и т.д.) выражается в *неперах*. Следовательно, коэффициент усиления напряжения, выраженный в неперах, имеет вид:

$$\ln \left(\frac{V_o}{V_i} \right) \text{ неп.}$$

А.4 V - и I - величины

В параграфе 2.2 мы видели, что часто поведение неэлектрической физической системы можно описать с помощью электрической аналогии. Поведение рассматриваемой физической системы и той электрической схемы, которая служит ее аналогией, описывается идентичными математическими соотношениями при надлежащей связи между физическими величинами, характеризующими данную систему, и соответствующими величинами аналога. Эту связь обычно называют отношениями эквивалентности.

Необходимо проводить различие между двумя типами величин — между переменными и параметрами. С помощью *переменных* представляют энергетические характеристики сигнала, такие как разность потенциалов, давле-

ние, скорость и т.д., тогда как *параметры* выражают неэнергетические качества системы или цепи, как, например, сопротивление, жесткость, масса и т.д.

Для целей измерений особенно удобной является классификация, согласно которой переменные делятся на «поперечные переменные» или «транс-переменные» (across variables, transvariables) и «сквозные переменные» или «перпеременные» (through variables, pervariables). Величина, являющаяся *транспеременной*, измеряется между двумя различными точками физической системы (измерительным прибором с большим входным импедансом). Величина, являющаяся *сквозной переменной*, измеряется в одной точке системы (путем вставления измерительной системы с малым входным импедансом).

Каждый из этих двух видов переменных можно подразделить на *переменные, выражающие скорость* (rate variables), и *переменные, выражающие состояние* (state variables). Например, электрический ток i и электрический заряд q оба являются сквозными переменными, но ток i — это величина, выражающая скорость, а заряд q — величина, выражающая состояние. Соотношение между i и q имеет вид: $i = dq / dt$. Подобное соотношение применимо и в общем случае: переменная, выражающая скорость, равна производной по времени от соответствующей переменной, выражающей состояние. Следовательно, мы можем позволить себе ограничиться рассмотрением только

Табл. А.5. Аналогия между переменными и параметрами из различных разделов физики. (U — разность потенциалов, I — ток, R — сопротивление, C — емкость, L — самоиндукция, v — скорость, F — сила, D_t — затухание при поступательном движении, m — масса, K_t — жесткость при поступательном движении, ω — угловая скорость, M — момент, D_r — затухание при вращении, J — момент инерции, K_r — жесткость при вращении, ΔT — разность температур, I_w — поток тепла, R_w — тепловое сопротивление, C_w — тепловая емкость, Δp — разность давлений, I_v — скорость потока, R_s — сопротивление потока, C_s — емкость потока, L_s — инерция потока.)

Раздел физики	Переменные			Параметры		
электрические величины	V	I	\bar{V} / \bar{I}	R	C	L
механическое поступательное движение	v	F	\bar{v} / \bar{F}	$1 / D_t$	m	$1 / K_t$
механическое вращение	ω	M	$\bar{\omega} / \bar{M}$	$1 / D_r$	J	$1 / K_r$
(псевдо)тепловые величины	ΔT	I_w	$\bar{\Delta T} / \bar{I}_w$	R_w	C_w	—
гидравлика пневматика акустика	Δp	I_v	$\bar{\Delta p} / \bar{I}_v$	R_s	C_s	L_s

переменных, выражающих скорость. В параграфе 2.2 мы назвали транспеременные, выражающие скорость, *V-величинами*, а сквозные переменные, выражающие скорость, — *I-величинами* по аналогии с тем, чем являются эти величины в разделе физики «Электричество».

Если ограничиться только *V-* и *I-*величинами, то соотношения эквивалентности для величин, относящихся к различным разделам физики, можно представить в виде табл. А.5.

Аналогичные величины перечислены в столбцах для каждого из разделов физики (которым соответствуют строки таблицы). Следует отметить, что здесь в качестве механического аналога импеданса указана величина, обратная той, какая чаще всего бывает определена как импеданс в механике. Кроме того, тепловая аналогия является, в действительности, псевдоанalogией. Более корректно было бы заменить поток тепла I_w на поток энтропии. Следствием такой псевдоанalogии является то, что произведение *V-* и *I-*величин не представляет собой мощности, как это имеет место в случае всех других аналогий. Наконец, следует заметить, что тепловая самоиндукция не существует, и поэтому нельзя построить тепловой резонансный контур только из реактивных элементов.

А.5 Таблицы

Ниже приводятся значения ряда физических констант, которые часто встречаются при измерениях. Мы перечислим также ряд коэффициентов пересчета для единиц измерения, не входящих в систему SI, которые, увы, все еще часто применяются. Наконец, описаны электрические, механические и тепловые свойства различных материалов, с которыми мы постоянно встречаемся.

А.5.1 Физические константы

— Скорость света в вакууме	$(2,99792458 \pm 0,00000003) \times 10^8$ м/с $= 1/\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$
— Магнитная проницаемость в свободном пространстве	$4\pi \times 10^{-7}$ Гн/м
— Диэлектрическая постоянная в свободном пространстве	$(8,85416 \pm 0,00003) \times 10^{-12}$ Ф/м
— Электрон: заряд	$(1,60217333 \pm 0,0000003) \times 10^{-19}$ Кл
масса покоя	$(9,1091 \pm 0,0004) \times 10^{-31}$ кг
«классический радиус»	$(2,81777 \pm 0,00005) \times 10^{-15}$ м
— Протон, масса покоя	$(1,67252 \pm 0,00008) \times 10^{-27}$ кг
— Нейтрон, масса покоя	$(1,67482 \pm 0,00008) \times 10^{-27}$ кг
— Постоянная Больцмана	$(1,3804 \pm 0,0001) \times 10^{-23}$ Дж/К
— Постоянная Стефана–Больцмана	$(5,6686 \pm 0,0005) \times 10^{-8}$ Дж/м ² ·с·К ⁴
— Постоянная Планка	$(6,6252 \pm 0,0005) \times 10^{-34}$ Дж·с
— Число Авогадро	$(6,02252 \pm 0,00003) \times 10^{23}$ моль ⁻¹

– Газовая постоянная	8,314±0,001 Дж/моль·К
– Постоянная Джозефсона	4,834599±0,0000004 ГГц/В
– Постоянная фон Клитцинга	25,812807±0,0000002 кОм
– Стандартное ускорение силы тяжести	9,8067±0,0001 м/с ²
– Гравитационная постоянная	(66,7323±0,0001)×10 ¹² Н·м ² /кг
– Коэффициент перехода от массы к энергии	(8,98755±0,00003)×10 ¹⁶ м ² /с ²
– Волновое сопротивление вакуума	376,7 Ом

А.5.2 Коэффициенты перехода

1 дюйм	= 2,540×10 ⁻² м
1 фут	= 30,48×10 ⁻² м
1 ярд	= 0,9144 м
1 ангстрем	= 10 ⁻¹⁰ м
1 миля (морская)	= 1853 м
1 миля (сухопутная)	= 1609 м

1 унция	= 28,35×10 ⁻³ кг
1 фунт	= 453,0×10 ⁻³ кг
1 карат	= 200×10 ⁻⁶ кг

1 дина	= 10 ⁻⁵ Н
1 бар	= 10 Н/м ²
1 атмосфера	= 1,013×10 ⁵ Н/м ²
1 см ртутного столба	= 10 тор = 1,333×10 ³ Н/м ²

1 калория	= 4,187 Дж
-----------	------------

(В физиологии часто пользуются так называемой большой калорией, которая равна 1 килокалории.)

1 британская тепловая единица	= 1059,52 Дж
1 эрг	= 10 ⁻⁷ Дж
1 лошадиная сила	= 735,5 Вт

1 эрстед	= (1/4 π)×10 ³ А/м
1 максвелл	= 10 ⁻⁸ Вб
1 гаусс	= 10 ⁻⁴ Тл
1 непер	= 20 log e дБ = 8,686 дБ
(°F– 32) $\frac{5}{9}$	= x °C
1 фут-свеча	= 10,764 лк
1 ламберт	= 10 ⁴ лк

А.5.3 Свойства материалов

Все свойства указаны для температуры 20 °С.

Удельное сопротивление ρ и температурный коэффициент $C_{T\rho}$ некоторых проводников.

Материал	$\rho \times 10^{-8}$ Ом·м	$C_{T\rho} \times 10^{-3}$ /К
серебро	1,50	4,10
медь	1,55	4,33
золото	2,04	3,98
алюминий	2,50	4,67
латунь	6–8	1–2
сталь	8–14	6–7
манганин	43	<0,005
константан	49	<0,04

Относительная диэлектрическая постоянная ϵ_r , тангенс угла потерь δ , удельное сопротивление ρ и напряженность поля E_d , при которой наступает пробой, для некоторых изоляторов.

Материал	ϵ_r (50 Гц)	$\text{tg}\delta \times 10^4$		ρ $\times 10^{10}$ Ом·м	E_d $\times 10^6$ В/м
		50 Гц	1 МГц		
стекло	5–9	5–30	1–10	>10	100–400
резина	3–5	20–100	50–150	10^5 – 10^6	20–30
фарфор	6	10–30	3–15	10^2 – 10^5	300–400
слюда	4	5	1	$>10^3$	100
нефть	2–2,5	1–5	1–5	10^3 – 10^4	100–250
эпоксидная смола	3–4	30–50	100–200	10^3 – 10^4	80–120
плексиглас	4	500	150	10^4	90
тефлон	2	<1	<1	10^5	250
поливинилхлорид	4–6	100–1000	50–500	10 – 10^4	80

Пользуясь приведенными данными, можно найти время (свободной) релаксации заряда $T = \epsilon_0 \epsilon_r \rho$. Это время, необходимое для того, чтобы напряженность поля в проводнике снова стала равной нулю, когда все свободные заряды перераспределятся после введения в проводник точечного заряда q_0 , так что $q(t) = q_0 \exp(-t / T)$.

Плотность ρ_m , температура Кюри T_c , относительная начальная магнит-

ная проницаемость μ_m и удельное сопротивление ρ для некоторых *мягких магнитных материалов*.

Материал	$\rho_m \times 10^3$ кг/м ³	T_c °С	$\mu_m \times 10^3$	$\rho \times 10^{-8}$ Ом·м
железо	7,8	770	0,3–1	10
кремнистая сталь	7,6	750	0,3–3	40–55
сплав никеля и железа	8,5	250–450	2–130	40–75
ферриты	4,5	130–400	0,3–10	10^7 – 10^{13}

Плотность ρ_m , коэффициент упругости E_m и относящийся к нему температурный коэффициент C_{TE} , а также модуль упругости G_m и относящийся к нему температурный коэффициент C_{TG} некоторых часто применяемых *конструкционных материалов*.

Материал	$\rho_m \times 10^3$ кг/м ³	$E_m \times 10^{10}$ Н/м ²	$C_{TE} \times 10^{-4}$ /К	$G_m \times 10^{10}$ Н/м ²	$C_{TG} \times 10^{-4}$ /К
α -железо	7,86	21	2,5	8,2	3,0
алюминий	2,70	7,1	4,4	2,7	4,9
медь	8,92	12	3,9	4,6	4,0

Плотность ρ_m , тепловое удельное сопротивление r , удельная тепловая емкость c , коэффициент линейного расширения α и коэффициент эмиссии ϵ ряда других *конструкционных материалов*.

Материал	$\rho_m \times 10^3$ кг/м ³	$r \times 10^{-3}$ м К/Вт	$c \times 10^3$ Дж/кг К	$\alpha \times 10^6$ /К	ϵ
алюминий	2,70	4,90	0,896	23,8	0,04–0,08
медь	8,92	2,59	0,383	16,8	0,04–0,05
железо	7,86	13,7	0,452	11,0	0,08
инвар	8,14	93,5	0,460	1,2	0,07
стекло	2,51	1320	0,745	3,2–4,2	0,88
поливинилхлорид	1,2–1,5	5800–6250	1,3–2,1	150–200	0,90
плексиглас	1,18	5260–6250	1,2–1,4	70–100	0,85
тефлон	2,1–2,3	4400–6250	0,9–1,1	60–100	0,90

Предметный указатель

А

абсолютная ошибка 54
абсолютно черное тело 172
автоматическая компенсация 187
адаптивное мультиплексирование 315
аддитивная помеха 108, 112, 197, 205
акселерометр 140
аксиома корректности 16
аксиома транзитивности 16
активная защита 114
активная информация 20, 249
активные датчики 132
активные пробники 290
активный объект измерения 21
ампер 325
амплитудно-частотные характеристики 90, 309
анализ распространения ошибок 54
анализ чувствительности к ошибкам 54
аналоговая регистрация 249
аналоговое регистрирующее устройство 255
аналоговые сигналы 226, 292
аналоговые устройства индикации 126, 238
аналого-цифровое преобразование 230
аналого-цифровой преобразователь см. АЦП
анэнергетическое согласование 60
апертурная погрешность 301

апертурное время 300
асимметричный мультиплексер 316
атомный стандарт частоты 31
аттенюаторы 178
АЦП 230, 236, 275, 298
АЦП последовательного приближения 232

Б

балансная конфигурация 138
белый шум 67

В

Вагнера заземление 194, 195
взятие выборок 226
взятие выборок с помощью δ -функций 303
влияние наблюдателя 123
возбуждающий момент 239
возвращающее воздействие 97
возвращающий момент 239
воздушное демпфирование 240
возмущающее воздействие 59
вольтметр переменного напряжения 219
воспроизводимость измерений 53
восстанавливающий фильтр 293, 304, 306
восстановление (сигнала) 293
восьмеричная система 227
временное мультиплексирование 43
время захвата 300
время отклика 241

- время считывания 90
 время установления 90, 101
 входные аттенюаторы 179
 входные преобразователи 138
 высшие гармоники 106
 выходные датчики 133
- Г**
- гальваномагнитные эффекты 176
 гармоники 85
 гауссово правило распространения ошибок 56
 гауссово распределение вероятностей 49, 77
 гибридное устройство индикации 126
 гистерезис 87, 106, 147
 гистограммы 47
 графическая запись 249
- Д**
- датчик 129, 131
 датчик излучения 163
 датчик скорости потока 157
 датчик смещения 140, 144, 212
 датчик усилий 158
 датчик Холла 176
 датчик, пассивный и активный 131, 132
 датчики абсолютного смещения 154
 датчики магнитного поля 173
 датчики скорости 155
 датчики температуры в интегральном исполнении 166
 датчики ускорения 158
 двоичная система счисления 227
 двоичные цифры 227
 двухкоординатный самописец 255
 действующее значение 82
 декадная резисторная сборка 181
 делитель напряжения 181
 делитель напряжения Кельвина-Варлея 182
 демпфирующее воздействие 97
 демпфирующий момент 239
 демультимплексор 293
- десятичная система 227
 детекторы среднего значения 220
 децентрализованная измерительная система 319
 децибелы 329
 джоулево тепло 169
 динамическая нелинейность 253
 динамические системы 85
 динамический диапазон 89
 динамический сигнал 81, 226
 динамометр 158
 диск Corbino 176
 дискретные во времени сигналы 226
 дискретные устройства индикации 238
 дискретный по величине сигнал 226
 дисперсия 47
 дисперсия наблюдений 57
 дифференциальная конфигурация 138, 139
 дифференциальная чувствительность 76
 дифференциальный вход 121
 дифференциальный конденсатор 212
 дифференциальный трансформатор 152
 дифференциальный трансформатор для измерения смещения 153
 дифференциальный усилитель 201
 додетекторный фильтр 214
 допустимые преобразования 11
 доступная мощность 64
 доступная мощность сигнала 71
 доступная мощность шума 71
 дублирующая конструкция 141
- Е**
- единица измерения 23, 24, 26
 емкостная наводка помехи 115
 емкостная утечка 114
 емкостные датчики смещения 139, 149

- Ж**
жидкие кристаллы 241
ЖК-дисплеи 242
- З**
заграждающий фильтр 208
заземление в одной точке 121
заземление Вагнера 194, 195
закон Гука 154
запись результатов 328
запись с модуляцией 259
- И**
избыточное демпфирование 101
измерение 5, 10
измерение в “прикладных” науках 7
измерение в “чистых” науках 7
измерение крутящего момента 147
измерение линейной деформации 147
измерение приращения смещения 154
измерение скорости путем дифференцирования и интегрирования 155
измерение уровня жидкости 149
измерительная решетка 154
измерительная система 6, 21, 33
измерительная техника 6
измерительные датчики 131
измерительные мосты 189
измерительные трансформаторы 184
измерительный усилитель 195, 207
измерительный усилитель постоянного тока 207
измеряемая величина 5, 9
изоморфизм 11
импеданс 38, 39
импеданс входной цепи 115
индикатор величины 126
индицируемое значение 128
индуктивная ошибка смещения нуля 177
индуктивные датчики смещения 151
индуктивный датчик скорости 157
индукционные датчики 174
индукционный датчик скорости потока 157
инерционность 97
интегрирующие АЦП 236
интервальное измерение 12, 15
интерполирующая схема фиксации первого порядка 308
интерполирующий фильтр 304, 306
информация, содержащаяся в измерениях 12
ИС-датчик 163
искажения вследствие ограничения максимальной скорости нарастания напряжения 87
искажения по ускорению 254
исполнительные механизмы 133
источник возбуждения 129
источники ошибок 58
- К**
кардинальное измерение 12, 13, 15
качественное измерение 6
квазистатические сигналы 81
квантование 226
квантование по величине 292
квантовые детекторы 172
квантовый эффект Холла 30
кварцевый датчик 163
килограмм 325
когерентное детектирование 209
когерентные выборки 41, 261
кодирующая лента 154
количественное измерение 6, 9
коммутаторы 314
коммутация 315
коммутирующий детектор 213
компенсационный датчик 141
компенсационный кабель 170
компенсация в АЦП 232
компенсация путем вычисления отношения 110
конструкция теплового моста 190
косвенная запись 251, 259

- коэффициент заполнения 81
 коэффициент Зеебека 168
 коэффициент ослабления
 синфазного сигнала 202
 коэффициент полезного действия
 132
 коэффициент помехи 108
 коэффициент формы 222
 коэффициент чувствительности
 55, 76
 коэффициент чувствительности
 тензодатчика 146
 коэффициент шума 71
 коэффициент экранирования 117
 коэффициенты перехода 333
 краевые эффекты в емкостных
 датчиках 150
 критерий обнаружения 78
 критическое демпфирование 101
 кулоновские силы 150, 246
- Л**
- линейная измерительная система
 90
 люминесценция 242
- М**
- магнитная запись 249, 255
 магнитная сила 152
 магнитное поле 118
 магнитный скин-эффект 119
 магнитодинамический датчик 157
 магнитометры 173
 магниторезистивный эффект 174
 магнитоэлектрические датчики 173
 максимально возможная ошибка
 52
 манометры Бурдона 159
 масштабные модели 39
 масштабный коэффициент 75
 математические модели 38
 “мгновенный” АЦП 235
 международная система единиц 24
 мера 23
 мертвая зона 87, 221
 металлические термометры 164
 металлический тензодатчик 146
- метод аналогий 38
 метод записи с частотной
 модуляцией 259
 метод компенсации 36, 187
 метод отклонений 22, 32, 33
 метод повторений 40
 метод подстановки 35
 метод чередования 35
 методы измерений 31
 метр 325
 метрическая информация 6
 механическая мостовая
 конструкция 190
 младший бит 227, 230
 модели на основе критерия качества
 39
 момент сил инерции 239
 монотонность 237
 монтажное ИЛИ 323
 мост Уитстона 37, 147
 мостовая схема 37, 212
 мостовой метод 37
 муаровое изображение 154
 мультиплексирование 41, 43, 314
 мультиплексор с произвольным
 доступом 315
 мультипликативное мешающее
 воздействие 108
- Н**
- наблюдатель 33
 наводка помехи 120
 надежность обнаружения 78
 наложение 303
 напряжение смещения 205
 неавтоматическая компенсация
 187
 недостаточное демпфирование 100
 некоррелированность 67
 нелинейная обработка сигнала 216
 нелинейность 84, 236
 нелинейные искажения 86
 нелинейные системы 103
 немонотонная передаточная
 характеристика 237
 неопределенность результата
 измерения 53

непосредственная запись 259
непрерывная автоматическая
компенсация 189
непрерывные устройства индикации
238
неравенство Чебышева-Беньэме 51
неустановившийся сигнал 81
неустойчивая система 106
номинальное измерение 12, 13
нормальное распределение
вероятностей 49
нормальный элемент Вестона 27
нулевой метод 22, 32, 34

О

обработка сигнала 130, 133, 178,
293
обратная связь 110, 134, 189
ограничение 86, 87
ограничение скорости 253
окружающая среда 33
омическая ошибка смещения нуля
177
операционный усилитель 197
опорное напряжение 234
опрашивающее устройство 293
определение измерения 5
определение количества
рассеиваемого тепла 224
оптические датчики смещения 153
ослабление сигнала от источника
напряжения 179
ослабление синфазного сигнала
317
основные величины 24
отклик системы 89
отклоняющее воздействие 97
относительная ошибка 54, 128
отношение сигнал/шум 71, 78, 79,
296
отношение числа витков 185
отражение 10
отрицательная обратная связь 111,
189, 196
оцифровывание 294
ошибка вследствие нагружающего
действия 44

ошибка квантования 84, 128, 269,
270, 295
ошибка коэффициента передачи
185
ошибка обратного влияния 58, 123
ошибка округления при
квантовании 295
ошибка рассогласования 44
ошибки вследствие наложения
спектров 305
ошибки измерения 44
ошибки настройки 123
ошибки округления 84
ошибки отображения 128
ошибки смещения нуля 113
ошибки считывания 123, 127
ошибки усечения 84

П

паразитные импедансы 194
параллельная компенсация 109,
139
параллельный преобразователь 235
параметр моста 192
пассивная информация 20, 249
пассивные датчики 131
пассивные пробники 290
пассивный объект измерения 21
передаточная функция 75
переходная характеристика 95,
100, 289
перьевой самописец 250
пиковое значение 81
пиковые детекторы 216
пирометр 171, 211
плавающий вход 121
плотность распределения
вероятностей 48
плоттер 255
плохое заземление 120
повторяемость измерений 53
поглощающий детектор 172
погрешность 53, 229
подвижная масса 158
полная шкала 128
полный размах 81
полосовой фильтр 208

- полупроводниковые тензодатчики 146
полупроводниковые термометры 164
порог чувствительности 77
порядковое измерение 12, 14
последовательная компенсация 109
последовательный мультиплексор 315
постоянная Холла 175
потенциометр 144, 181
правило преобразования 9
правило Старджеса 47
предварительная фильтрация 305
пределы измерений 89
преобразование сигнала 178, 292
преобразование скорость-частота 155
приборостроение 23
принцип суперпозиции 85
принцип измерений 5
проблема однозначности 13
проблема представления 13
производные величины 24
производные величины и их единицы в системе SI 326
пропорциональное измерение 12
пропуск бита 237
процедура квинтирования 323
прямая запись 251
псевдосимметричный мультиплексор 317
пьезоэлектрический датчик давления 160
пьезоэлектрический эффект 159
- Р**
разностная конфигурация 138
разностное напряжение 201
разностный конденсатор 140
разностный метод 22, 32, 34
разрешающая способность 84, 229, 278
распределенная измерительная система 320
распространение ошибок 54
- растягиваемая проволока 145
рационализированная система 26
регистрация 130, 248
регистрируемые данные 134
регистрирующее устройство с автоматической компенсацией 252
регистрирующее устройство со следящей системой 252
режим слежения 298
режим хранения 299
режим чередования 287
резистивная утечка 114
резистивные датчики смещения 144
резистивные датчики температуры 164
резистивный датчик 163
резисторные декады 181
релейная конструкция 141
рециркуляция остатка 234
розеточный тензодатчик 147
розовый шум 67
- С**
сверхкоммутация 315
светодиоды 238, 243
свойства материалов 334
секунда 325
сенсорная психология 124
сигнал непрерывный по величине 292
сигнал с непрерывным множеством значений 226
сигнал, представленный в виде выборочных значений 292
сила Лоренца 142
симметричный вход 121
симметричный мультиплексор 316
синфазное напряжение 201
синхронное детектирование 209, 210, 212
синхронный усилитель 209, 211
система единиц SI 325
систематические ошибки 44
системы второго порядка 96

- системы единиц 23
системы нулевого порядка 91
системы сбора данных 291, 292
следающий АЦП 231, 232
случайные выборки 42
случайные ошибки 44, 46, 56
смещение 205
согласование 59
согласование по отсутствию отражения 64
согласование по шуму 65
согласование с характеристическим импедансом 64
состояние баланса 191
спектральная плотность шумового напряжения 70
спектры сигналов 304
среднее значение 46
среднее значение наблюдений 57
среднее значение от абсолютной величины 82
среднее по времени значение 82
среднеквадратическое отклонение 47
средняя мощность 82
старший бит 227
статические сигналы 81
статические системы 84
стратегии измерений 41
структурная информация 6
субгармоники 106
схема выборки и хранения 248, 299
схема дифференциального усилителя 202
схема с обратной связью 140
схема с отрицательной обратной связью 140
схема умножения 212
схема фиксации нулевого порядка 308
схема фиксации первого порядка с предсказанием 309
схемы компенсаторов 187
- Т**
телеметрия 130
- температурный коэффициент 108, 111
тензодатчик 145
тензодатчик с металлической фольгой 147
теорема Нортонa 62
теорема Тевенина 62
теорема Шеннона о выборках 301
теория дискретизации по времени 298
теория измерений 9
теория квантования 295
тепловая конвекция 162
тепловое излучение 163
тепловое свечение 242
тепловой детектор 172
тепловой импеданс 190
тепловой шум 68, 69
теплопроводность 162
термистор 163, 165
термовольтметр 224
термометр излучения 171, 211
термопара 163, 167, 224
термоспай 224
термоэлектрические датчики 162
термоэлектричество 112
токи утечки 113
токовые весы 29
толщина скин-слоя 119
точность 278
трансформатор напряжения 186
трансформатор тока 186
трение покоя 239
трехпроводная схема 166
троичная система счисления 227
- У**
узкополосный заграждающий фильтр 210
управление 134
управление “вперед” 135
управление с обратной связью 135
усилитель “напряжение – напряжение” 260
усилитель заряда 161
усилитель напряжения 199
усилитель пикового значения 219

- усилитель постоянного тока с
коррекцией дрейфа 206
- усилитель постоянного тока с
преобразованием 206
- условие баланса амплитуд 193
- условие баланса фаз 193
- условие равновесия 37, 191
- условие резонанса 63
- установившийся режим 95
- устройства сканирования сигнала
314
- устройство выборки и хранения
233
- устройство индикации 125, 133
- Ф**
- фазовая характеристика 102
- фазо-частотные характеристики
90
- ферромагнитный экран 119
- физическая величина 26
- физические константы 332
- физический эталон 26
- фильтр верхних частот 208
- фильтрация 208
- флуоресценция 247
- фосфоресценция 247
- фотографическая запись 251
- функциональный преобразователь
222
- Х**
- характеристические аттенюаторы
182
- характеристический импеданс 64,
65
- характерное значение сигнала 81
- Ц**
- ЦАП 227, 228, 229
- централизованная измерительная
система 319
- цилиндрические конденсаторы
Томпсона-Лампера 30
- цифро-аналоговое преобразование
226
- цифровая регистрация 249
- цифровое устройство индикации
125, 238
- цифровой сигнал 226, 292
- Ч**
- частота спада на 3 дБ 90
- частотная коррекция 180
- частотная характеристика 90, 95
- четырёхпроводная схема 166
- чувствительность 75
- чувствительность по заряду 160
- чувствительность по напряжению
160
- чувствительность по отношению к
помехе 107
- чувствительный к температуре
полупроводниковый резистор
165
- Ш**
- шина HPIB 321
- шина IEEE-488 321
- шина квитирования 324
- ширина интервала разбиения при
построении гистограммы 47
- широкополосный измерительный
усилитель 208
- шум 67
- шум квантования 295, 296
- Э**
- экран 117
- экранирование 117
- электродинамический датчик 157
- электродинамический
преобразователь 141
- электромагнитный преобразователь
256
- электрометрический усилитель
161
- электромеханические датчики 143
- электромеханические устройства
индикации 239
- электронные линзы 244
- электронный детектор среднего
значения 221, 222
- электронный измеритель

- среднеквадратического значения сигнала 224
электрооптические устройства индикации 238
электростатическая фокусировка 246
элемент Холла 176
ЭЛТ 244, 283
эргономика 124
эталон 21
эталон электрического сопротивления 30
эталонный контакт 169
эталонный элемент 27
эталоны 23
- эффект Джозефсона 28
эффект Зеебека 168
эффект Пельтье 169
эффект Холла 30
эффекты ползучести 147
- Я**
явление перескока 106
- (x, t)-самописец 255
across quantity 39
/- величины 39
 n -я копия спектра 304
through quantity 39
/·- величины 39

Список литературы

Theory of measurement

Suppes, P., Zinnes, J.L., 'Basic measurement theory', *Handbook of mathematical psychology*, John Wiley (London, 1953).

Ellis, S., *Basic concepts of measurement*, Cambridge University Press (Cambridge, 1966).

Krantz, D.H., Luce, R.D., Suppes, P., Tversky, A., *Foundations of measurement*, Vol. 1, Academic Press (New York, 1971).

Sydenham, P.H., *Handbook of measurement science*, John Wiley (New York, 1982).

Transducers

Doebelin, E.O., *Measurement Systems*, Chapter 2: 'Measuring devices', pp. 212–604, MacGraw-Hill (New York, 1966).

Norton, N.H., *Handbook of transducers for electronic measurement systems*, Prentice Hall (Englewood Cliffs, 1969).

Nelting, H., Thiele, G., *Elektronisches Messen nichtelektrischer Grössen*, Philips Technische Bibliotheek (Eindhoven, 1966).

Rohrbach, C., *Handbuch für elektrisches Messen mechanischer Grössen*, V.D.I.-Verlag (Düsseldorf, 1967).

Wieder, H.H., *Hall generators and magnetoresistors*, Pion Ltd (London, 1971).

Electronic measurement devices

Harris, F.K., *Electrical measurements*, John Wiley (New York, 1956).

Hague, S., Foord, T.R., *Alternating current bridge-methods*, Pitman Press (London, 1971).

Jenkins, B.D., *Introduction to instrument transformers*, George Newnes Ltd (London, 1967).

Stout, M.B., *Basic electrical measurements*, Prentice Hall (Englewood Cliffs, 1962).

Frank, E., *Electrical measurement analysis*, MacGraw-Hill (New York, 1959).

AD and DA conversion

Schmid, H., *Electronic analog–digital conversions*, Van Nostrand Reinhold (New York, 1970).

Sheingold, D.H., *Analog–digital conversion handbook*, Analog Devices (Norwood, Mass. USA, 1972).

Electronic measurement systems

Coombs, C.F., *Basic electronic instruments handbook*, MacGraw-Hill (New York, 1972).

Oliver, B.M., Cage, J.M., *Electronic measurements and instrumentation*, MacGraw-Hill (New York, 1971).

Prensky, S.D., *Electronic instrumentation*, Prentice Hall (Englewood Cliffs, 1971).

Journals

The Review of Scientific Instruments (USA).

Journal of Scientific Instruments (GB).

IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements (USA).

Archiv für technisches Messen (Germany).

Литература, добавленная при переводе

В.И. Винокуров, С.И. Каплин, И.Г. Петелин. Электрорадиоизмерения. - М.: Высшая школа, 1986.

Г.Д. Бурдон, Б.Н. Марков. Основы метрологии. - М.: Изд. Стандартов, 1980.

Д. Камке, К. Кремер. Физические основы единиц измерения. - М.: Мир, 1980.

В.Д. Кукиш. Электрорадиоизмерения. - М.: Радио и Связь, 1985.

Содержание

ПРЕДИСЛОВИЕ К ИЗДАНИЮ НА РУССКОМ ЯЗЫКЕ	3
ПРЕДИСЛОВИЕ К АНГЛИЙСКОМУ ИЗДАНИЮ	3
1. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ИЗМЕРЕНИЙ	5
1.1 Определение измерения	5
1.2 Зачем мы измеряем?	7
1.3 Теория измерений	9
1.4 Измерение нефизических величин	17
2. ИЗМЕРЕНИЕ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН	20
2.1 Единицы, системы единиц и эталоны	23
Разность электрических потенциалов	27
Электрический ток	29
Электрическое сопротивление	30
Емкость	30
Индуктивность	31
Частота	31
2.2 Методы измерений	31
Метод отклонений, разностный метод и нулевой метод	32
Метод чередования и метод подстановки	35
Компенсационный и мостовой методы	36
Метод аналогий	38
Метод повторений	40
Метод перечисления	40
Стратегии измерений	41
1 Когерентные выборки	41
2 Случайные выборки	42
3 Мультиплексирование	43
2.3 Теория ошибок	44
2.3.1 Ошибки измерения	44
Систематические ошибки	44
Случайные ошибки	46
2.3.2 Распространение ошибок	54

Систематические ошибки	54
Случайные ошибки	56
2.3.3 Источники ошибок	58
2.3.3.1 Обратное влияние на измеряемый объект:	
согласование	59
Анэнергетическое согласование	60
Энергетическое согласование	62
Согласование по шуму	65
2.3.3.2 Характеристики измерительных систем	75
Чувствительность	75
Порог чувствительности	77
Чувствительность к форме сигнала	80
Разрешающая способность	83
Нелинейность	84
Пределы измерений, динамический диапазон	89
Отклик системы	89
Системы нулевого порядка	91
Системы первого порядка	93
Системы второго порядка	96
Нелинейные системы	103
2.3.3.3 Помехи	107
Термоэлектричество	112
Токи утечки	113
Емкостная наводка помехи	115
Индуктивная наводка помехи	116
Помехи, возникающие из-за плохого заземления ...	120
2.3.3.4 Влияние наблюдателя: методы сопряжения	123
2.4 Структура измерительных систем	129
Датчики	131
Обработка сигналов	133
Устройства индикации	133
Регистрация данных	134
Управление, обратная связь	134
3. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ	
ИЗМЕРЕНИЯХ	136
3.1 Введение	136
3.2 Входные преобразователи	138
3.2.1 Электромеханические датчики	143
Датчики смещения	144
Резистивные датчики смещения	144
Емкостные датчики смещения	148
Индуктивные датчики смещения	151
Оптические датчики смещения	153
Датчики скорости	155
Преобразование скорость-частота	155
Измерение скорости путем дифференцирования и	
интегрирования	155

Индуктивные датчики скорости	156
Датчики ускорения	158
Датчики усилий	158
Пьезоэлектрические датчики силы	159
3.2.2 Термоэлектрические датчики	162
Резистивные датчики температуры	164
Датчики температуры в интегральном исполнении	166
Термопары	167
Термометры излучения	171
3.2.3 Магнитоэлектрические датчики	173
3.3 Обработка сигнала	178
3.3.1 Аттенюаторы	178
Входные аттенюаторы	179
Делители напряжения	181
Характеристические аттенюаторы	182
Измерительные трансформаторы	184
3.3.2 Схемы компенсаторов	187
3.3.3 Измерительные мосты	189
3.3.4 Измерительные усилители	195
3.3.5 Нелинейная обработка сигнала	216
Пиковые детекторы	216
Детекторы среднего значения	220
Детекторы среднеквадратического значения	222
3.3.6 Цифро-аналоговое и аналого-цифровое преобразование	226
Цифро-аналоговое преобразование	227
Аналого-цифровое преобразование	230
3.4 Устройства индикации в измерительных системах	238
3.4.1 Электромеханические устройства индикации	239
3.4.2 Электрооптические устройства индикации	241
3.5 Регистрация	248
3.5.1 Графическая запись	249
3.5.2 Магнитная запись	255
3.5.3 Электронная регистрация	261
4. ЭЛЕКТРОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ	265
4.1 Измерение частоты	265
4.2 Измерение фазы	271
4.3 Цифровые вольтметры	275
4.4 Осциллографы	283
Развертка	285
Запуск развертки	286
Многоканальный осциллограф	287
Стробоскопический осциллограф	287
Осциллографические усилители	288
Измерительные пробники	290
Точность	291
4.5 Системы сбора данных	291
4.5.1 Введение	292

4.5.2	Оцифровывание	294
4.5.3	Теория квантования	295
4.5.4	Теория дискретизации по времени	298
4.5.5	Теория восстановления	306
4.5.6	Мультиплексирование	314
4.5.7	Автоматизированные измерительные системы	318
	Шина IEEE-488	321
ПРИЛОЖЕНИЕ		325
A.1	Система единиц SI	325
A.2	Запись результатов измерений	328
A.3	Децибелы	329
A.4	V- и I- величины	330
A.5	Таблицы	332
	A.5.1 Физические константы	332
	A.5.2 Коэффициенты перехода	333
	A.5.3 Свойства материалов	334
ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ		336
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ		345

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ВАШЕГО УСПЕХА

Всегда на складе в промышленных количествах широчайший ассортимент компонентов заводов России и ближнего зарубежья

Продукция ведущих мировых производителей:

- активные компоненты - **HARRIS, MICROCHIP, MOTOROLA, SIEMENS, INTERNATIONAL RECTIFIER, MITSUBISHI, ST-MICROELECTRONIC, TEXAS INSTRUMENTS, SAMSUNG, TOSHIBA, HEWLETT PACKARD, NATIONAL SEMICONDUCTOR, AMD, ZILOG**
- компоненты - **SIEMENS MATSUSHITA Components**: ферриты, трансформаторы, керамические фильтры, PTC и NTC термисторы, варисторы, разрядники, конденсаторы
- диоды, диодные мосты, стабилитроны - **DC CORPORATION**
- жидкокристаллические индикаторы - **DATAVISION**
- оптоэлектронные приборы - **KINGBRIGHT**
- электролитические конденсаторы - **ARK**
- электромагнитные и твердотельные реле - **ECE, CRYDOM**
- программаторы для микроконтроллеров - **LEAP**
- паяльное оборудование, радиомонтажный инструмент, газовые паяльники - **HOTERY, SOLOMON**
- мультиметры, осциллографы - **METEX, VELLEMAN**
- вентиляторы для охлаждения аппаратуры - **JAMICON**
- компоненты фирмы **BOURNS**: подстроечные резисторы, потенциометры, самовосстанавливающиеся предохранители
- плоский, коаксиальный, телефонный, акустический кабель - **WORLDWIDE**
- акустические компоненты - **SONITRON**
- корпуса для электронной аппаратуры

Пассивные компоненты гарантированного качества производства Тайвань, Гонконг: реле, полипропиленовые, танталовые конденсаторы, индуктивности, резисторы, чип-компоненты, разъемы

Бесплатный каталог высылается по заявкам предприятий

ПЛАТАН

Головной офис:

121351, Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, к. 1, стр. 2
тел./факс: (095) 417-52-45, 417-08-11, 417-86-45
Почта: 121351, Москва, а/я 100
E-mail: platan@aha.ru
www.platan.ru

Офис на проспекте Мира:

Москва, ул. Гиляровского, 39
тел.: (095) 284-56-78, факс: (095) 971-31-45
Почта: 129110, Москва, а/я 996

Офис в Санкт-Петербурге:

С.-Петербург, Кронверкский просп., 73
тел./факс: (812) 232-83-06; 232-59-87
E-mail: platan@mail.wplus.net

Офис в Киеве:

Киев, бульвар Лепсе, 8
(в здании ПО им. Королева)
тел.: (044) 483-99-75
E-mail: chip@dip.imtsp.kiev.ua

Представитель в Новосибирске:

технический центр «Фактор»
тел.: (3832) 16-57-73
факс: (3832) 16-33-66

Представитель в Казани:

фирма «Медведь»
тел./факс: (8432) 76-23-64

Представитель в Самаре:

фирма «Мир электроники»
тел.: (8462) 35-23-18
тел./факс: (8462) 35-26-09

Все товары в розницу в магазинах

Чип и Дип

www.chip-dip.ru

Центральный магазин

• Москва, ул. Гиляровского, 39

м. «Проспект Мира»
тел./факс: (095) 281-99-17, 971-18-27

факс: (095) 971-31-45

тел. для коммерческих контактов: (095) 281-33-68

E-mail: chipdip@aha.ru

Почта: 129110, Москва, а/я 996

Филиалы

• Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, к. 1, стр. 2
пл. «Рабочий поселок», 15 мин. от Белорусского вокзала
или м. «Молодежная» (первый вагон из центра)
4 ост. на авт. 127, 757 до ост. «ул. Партизанская»
тел.: (095) 417-33-55

• С.-Петербург, Кронверкский просп., 73

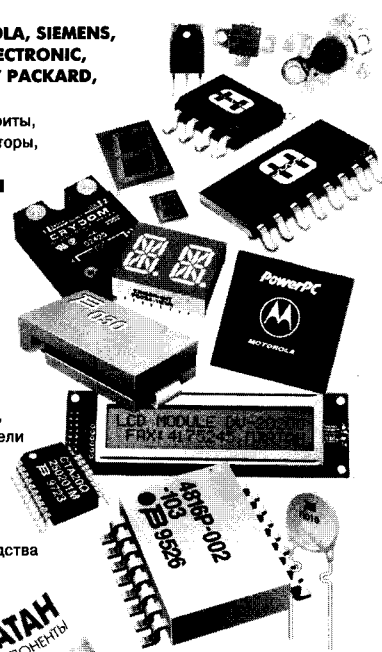
тел.: (812) 232-83-06, 232-59-87

E-mail: platan@mail.wplus.net

• Ярославль, ул. Нахimsona, 12

тел.: (0852) 27-57-15

E-mail: dilver@yarslavl.ru



Первое издание данной серии – перевод самого современного и известного пособия М. Х. Джонса

«Электроника – практический курс».

Этот базовый учебник успешно используется во многих технических университетах России с 1999 года.

Заказы принимаются

по адресу: 107140, Москва, Краснопрудный пер., д.7

«Постмаркет»

Факс: (095) 264-4347

Тел.: (095) 207-6091

Компьютерная верстка — С. А. Слонский
Ответственный за выпуск — Л. Ф. Соловейчик

Лицензия ЛР №090215

Подписано в печать 27.10.99.

Формат 70X100¹/₁₆. Печать офсетная.

Печ. л. 22. Тираж 3000 экз. Заказ 5632.

Оригинал-макет подготовлен ЗАО "Предприятие Постмаркет"

Полиграфическое производственное объединение "Известия"
Управления делами Президента Российской Федерации.
103798, Москва, Пушкинская пл., 5.

