

В. А. ПАНФИЛОВ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

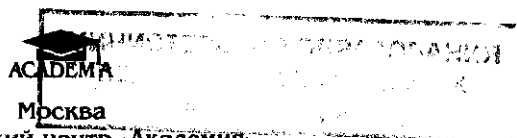
УЧЕБНИК

Рекомендовано

*Федеральным государственным автономным учреждением
«Федеральный институт развития образования»
в качестве учебника для использования в учебном процессе
образовательных учреждений, реализующих ФГОС СПО
по группе специальностей 140000 «Энергетика,
энергетическое машиностроение и электротехника»*

*Регистрационный номер рецензии 496
от 14 декабря 2012 г. ФГАУ «ФИРО»*

8-е издание, исправленное



Издательский центр «Академия»

2013

УДК 621.317.3(075.32)
ББК 31.221я723
П167

Рецензенты:

профессор Московского института стали и сплавов,
д-р техн. наук *А. М. Белецкий*;
преподаватель Московского колледжа железнодорожного
транспорта *В. Г. Брутян*;
зам. директора по учебной работе Московского колледжа
железнодорожного транспорта *Н. И. Воронова*

Панфилов В. А.

П167 **Электрические измерения : учебник для студ. учрежде-
ний сред. проф. образования / В. А. Панфилов. — 8-е изд.,
испр. — М. : Издательский центр «Академия», 2013. — 288 с.
ISBN 978-5-7695-9720-6**

Изложены базовые понятия метрологии и электрических измерений. Рассмотрены основные методы и средства измерения электрических и неэлектрических величин. Приведены сведения об устройстве, принципах действия, особенностях применения измерительных приборов и преобразователей.

Учебник может быть использован при освоении профессиональных модулей для групп специальностей 140000 «Энергетика, энергетическое машиностроение и электротехника».

Для студентов учреждений среднего профессионального образования.

УДК 621.317.3(075.32)
ББК 31.221я723

*Оригинал-макет данного издания является собственностью
Издательского центра «Академия», и его воспроизведение любым способом
без согласия правообладателя запрещается*

© Панфилов В. А., 2004
© Образовательно-издательский центр «Академия», 2004
ISBN 978-5-7695-9720-6 © Оформление. Издательский центр «Академия», 2004

ПРЕДИСЛОВИЕ

Измерения осуществляются во всех сферах человеческой деятельности. Они применяются в течение всей жизни человека: от анализа крови будущей матери, ультразвуковой диагностики плода, измерения веса (массы), роста (длины) новорожденного и до регистрации электрокардиограммы, определения артериального давления.

Трудно представить себе нашу жизнь без самых разнообразных измерений. Вот несколько примеров: «Уже без четверти восемь, а ты еще не готов!»; «В этом месяце у нас “нагорело” 165 киловатт-часов»; «Взвесьте мне, пожалуйста, 200 граммов этого сыра»; «Сегодня на улице минус двадцать три градуса»; «У нас на даче напряжение порой бывает ниже 180 вольт»; «От станции идти еще два километра»; «Вчера у дедушки давление было 220 на 100»; «За полчаса ты выпил полтора литра сока».

Измерительная техника является двигателем общественного прогресса. Любые серьезные изменения являются следствием обстоятельных исследований, которые невозможны без разнообразных многочисленных измерений. Именно точные измерения не раз в истории человечества позволяли делать фундаментальные открытия. Роль измерений в жизни общества объективно и непрерывно повышается, поэтому интерес к измерительной технике во всем мире постоянно растет.

Проблемы развития науки, техники и промышленности, вопросы энерго- и ресурсосбережения, атомной энергетики, экологической безопасности и глобального изменения климата Земли, космических исследований, биотехнологий, связи, транспорта, медицины не могут решаться без привлечения измерительной техники.

Естественно, в нашем стремительно меняющемся мире постоянно появляются новые идеи, взгляды, подходы, технологии и элементная база, свежие конструктивные, структурные, алгоритмические и схемотехнические решения. Непрерывно растет перечень физических величин, доступных для измерения, расширяются диапазоны их измерения. С каждым десятилетием открыва-

ваются и все шире используются новые физические эффекты и принципы, разрабатываются еще более эффективные и производительные методы и алгоритмы, оригинальные математические программы.

Все это обеспечивает постоянный прогресс измерительной техники и приборостроения. За последние 15—20 лет заметно сдали свои позиции некоторые (считавшиеся долгое время классическими) подходы к решению практических задач, обычно применяемые методы и средства. Сместились традиционные акценты, изменились казавшиеся незыблемыми положения, понятия и приоритеты в измерительной технике. Появление и быстрое распространение во второй половине XX в. вычислительной техники, микроэлектроники, дальнейшее развитие теоретических основ измерительной техники привели к естественной ревизии взглядов на области применения и возможности измерительной техники, инициировали многочисленные разработки новой высокопроизводительной измерительной аппаратуры. Сегодня стало возможным то, что раньше было неосуществимым или труднореализуемым. Например, алгоритмы работы современных микропроцессорных приборов легко могут обеспечить выполнение таких задач, которые еще несколько лет назад были нерешаемыми.

Отечественное приборостроение, к сожалению, переживает сейчас не лучшие времена. Однако во всем мире измерительная техника по-прежнему развивается по объективным законам. В данном учебнике описаны в основном современные мировые достижения, решения, подходы.

Несмотря на серьезные изменения, произошедшие в измерительной технике, в нашей стране практически не выпускались новые издания, отражающие эти изменения. В данном учебнике рассмотрены нестареющие основы метрологии, базовые понятия измерительной техники, основные вопросы общего курса электрических измерений, классические, современные, а также перспективные методы и средства измерения электрических и неэлектрических величин. В нем гораздо меньше, чем в других подобных изданиях, сложных выкладок, громоздких формул, строгих подходов и рассуждений. Доступно освещены основные вопросы электрических измерений.

Так как данный учебник предназначен не для разработчиков средств измерений, а для пользователей (для тех, кто применяет средства измерений), то в нем не приводятся подробности устройства оборудования, специфика и детали схемотехники и алгоритмов работы. Меньше внимания уделено устаревающим методам и средствам измерений. Значительная часть книги посвящена динамическим методам и средствам, цифровым методам и средствам, в частности перспективным цифровым измерительным регистраторам и анализаторам.

Сегодня российским специалистам доступны лучшие достижения зарубежных приборостроительных фирм. Высокопроизводительное и надежное зарубежное измерительное оборудование все шире используется в отечественной науке, технике, промышленности. Таким образом, неизбежно современная измерительная техника насыщается англицизмами и специалисты в области измерительной техники должны понимать основные англоязычные термины. В учебнике приводятся и поясняются наиболее часто встречающиеся англоязычные термины и аббревиатуры.

Часто многие специалисты, занимающиеся практическими измерениями, пренебрежительно или недостаточно серьезно относятся к метрологии, не уделяют должного внимания вопросам организации экспериментов, не умеют или не привыкли правильно оценивать точность (достоверность) результатов измерения и корректно интерпретировать полученные данные, плохо ориентируются в возможностях современного приборного арсенала. Хочется надеяться, что данный учебник пробудит у читателя интерес к изучению электроизмерительной техники, освоению методов практической метрологии, подтолкнет к изучению возможностей имеющегося и доступного парка современных средств измерений. Некоторые подразделы учебника могут оказаться полезными не только студентам средних профессиональных учебных заведений, но и студентам вузов, а также специалистам различного профиля.

Наука начинается... с тех пор, как начинают измерять, точная наука немыслима без меры.

Д. И. Менделеев

ВВЕДЕНИЕ

Прогресс общества прямо определяется уровнем развития точных наук, предметом которых является установление объективных закономерностей материального мира и выражение их в количественной форме с определенной достоверностью. В качестве единственно возможного способа достижения данных целей выступает измерительный эксперимент.

В каждой области человеческой деятельности (науке, технике, промышленности, медицине, быту и т.п.) используются свои методы и средства измерений конкретных физических величин. Но в современной практике, как правило, в основе этих подходов лежат электрические измерения.

Электрические измерения электрических и неэлектрических величин. Сегодня понятие «электрические измерения» толкуется более широко, чем столетие назад, и распространяется на методы и средства измерения не только электрических величин.

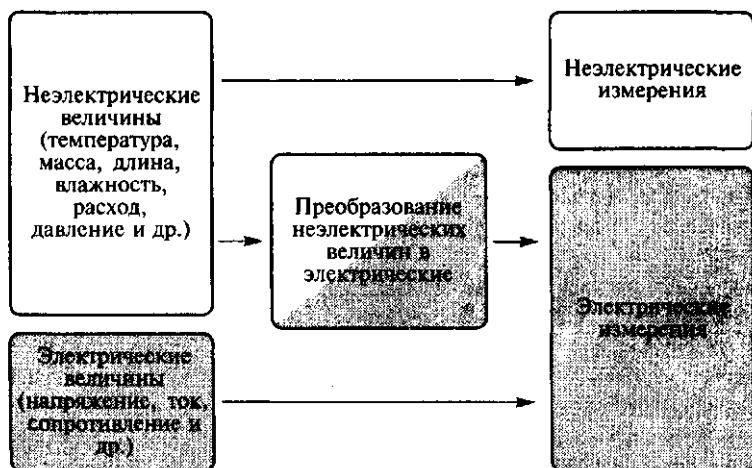


Рис. В.1. Электрические измерения электрических и неэлектрических величин

Все физические величины можно подразделить на неэлектрические (например, механические, тепловые, химические) и электрические (например, ток, напряжение, сопротивление, электрическая емкость). Неэлектрических физических величин, конечно, больше, однако значительную их часть можно и целесообразно измерять методами и средствами электрических измерений (рис. В.1).

Для реализации этого подхода используют разнообразные первичные измерительные преобразователи (датчики) неэлектрических величин в пропорциональный электрический сигнал. Например, термоэлектрический преобразователь (термопара) преобразует изменение температуры в пропорциональное изменение термоЭДС, которая затем измеряется, например, милливольтметром. Сегодня широко распространены различные измерители неэлектрических величин, основанные на электрических методах преобразования информации: термометры, расходомеры, газоанализаторы, анемометры, тахометры, измерители массы, перемещения, скорости движения и ускорения, освещенности, относительной влажности воздуха, кислотности жидкости и др. В практике различных исследований активно используются измерители параметров электрических цепей и процессов, регистраторы и анализаторы параметров электропотребления.

Электрические измерения в современной измерительной технике занимают важное место. Причина широкого распространения электрических измерений — простота и удобство получения, преобразования, передачи и хранения информации, представленной в электрической форме. Подавляющее большинство современных средств измерений основано на принципах электрических измерений. Таким образом, электрические методы и средства измерения электрических и неэлектрических величин играют ведущую роль в деле получения первичной информации об окружающем нас мире, о различных технологических объектах и процессах.

Исторический аспект. Уровень развития современной науки не позволяет, к сожалению, однозначно ответить на вопросы: когда сформировалась планета Земля и когда на ней появился Человек. По разным данным возраст нашей планеты — от одного до десяти миллиардов лет. Считается, что Человек как разумное существо (*Homo Sapiens*) живет на Земле 1... 10 млн лет. В течение многих веков существования человечество прошло несколько основных этапов своего развития, причем это развитие происходило очень неравномерно (рис. В.2). Считается, что этот процесс напоминает экспоненту — с каждым новым тысячелетием, веком, десятилетием человечество прогрессирует все стремительнее. Известно, что объем научных знаний, объем накопленной информации в мире каждые десять лет удваивается.

Если взять за основу даже самый скромный возраст человечества — один миллион лет — и представить его линейным отрезком

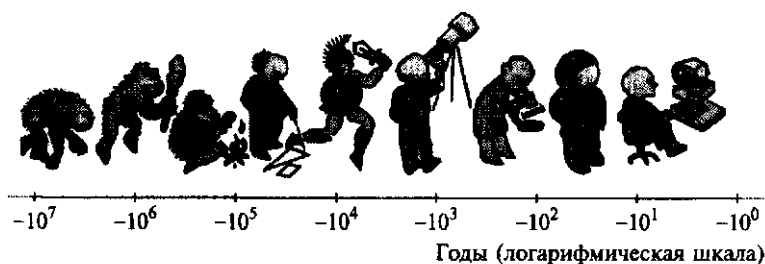


Рис. В.2. Неравномерность развития человечества (в логарифмическом масштабе)

длиной один метр, то всего лишь несколько последних миллиметров (во времени — тысячелетий) будут соответствовать активному культурному, научному и техническому развитию. В течение этих четырех-пяти тысячелетий в основном сформировался *человек культурный*. Эти несколько миллиметров вместили в себя рождение и развитие философии, искусств и религий разных народов; многочисленные войны и революции; величайшие научные открытия и изобретения (создание египетских пирамид, изобретение колеса, шахмат, пороха, письменности и др.).

Несколько последних веков (доли последнего миллиметра) особенно интересны для рассмотрения, поскольку именно на этом интервале времени произошли важнейшие изменения в науке, технике и промышленности, связанные с изучением и применением электричества. В эти годы зарождаются и затем получают широкое распространение электротехника и электроизмерительная техника. На этом этапе исторического развития сформировался *человек электротехнический*.

Проявления электричества и магнетизма в природе были известны издавна. Человек, конечно, замечал атмосферные электрические разряды — молнии; наблюдал эффекты электрических зарядов в животном мире; отмечал, что трением можно изменять свойства некоторых предметов так, что они станут притягивать другие; иногда находил естественные магниты, которые притягивали железо. Однако серьезное изучение и практическое использование электрических и магнитных явлений началось сравнительно недавно — несколько десятых долей миллиметра тому назад.

XVIII в. может быть назван веком начала активного интереса исследователей многих стран к различным проявлениям электричества и магнетизма и, как следствие, веком бурного развития необходимых для их изучения методов и средств измерений. Один из выдающихся деятелей русской науки М. В. Ломоносов считается основоположником изучения электрических явлений в России, автором первой теории электричества. Электрические измерения берут свое начало с середины XVIII в. Российский академик

Г. В. Рихман и его коллега М. В. Ломоносов были пионерами электрических измерений. В 40-х гг. XVIII в. в результате исследований в области атмосферного электричества они создали первые в мире электроизмерительные приборы, которые давали количественную оценку электрической величины — заряда атмосферного электричества. Эти приборы напоминали сегодняшние школьные электроскопы, но имели отсчетное устройство — шкалу и указатель (подвижный электрод — стрелку).

С середины XVIII до конца XIX в. были сделаны основные открытия и конкретные разработки в деле изучения и практического применения электричества и магнетизма, заложены основы будущих электротехники и электрических измерений. В конце XVIII — начале XIX в. учеными разных стран были выполнены обстоятельные исследования и многочисленные эксперименты. Работы английского физика Д. П. Джоуля, французского инженера Ш. О. Кулона, итальянского профессора анатомии Л. Гальвани, английского ученого М. Фарадея позволили понять возможности и основные закономерности взаимодействия электричества и магнетизма. Первый источник непрерывного электрического тока («Вольтов столб») был создан профессором физики итальянцем А. Вольта. Французский ученый А. М. Ампер ввел в практику исследований термин «электрический ток» и понятие «направление электрического тока». Немецким физиком Г. С. Омом в первой трети XIX в. были экспериментально доказаны и теоретически обоснованы основные закономерности электрической цепи и зависимость напряжения от тока в цепи и ее сопротивления. Профессор Берлинского университета Г. Р. Кирхгоф в 1845 г. сформулировал основные законы для разветвленных электрических цепей.

Неоценимый вклад в мировую науку об электричестве и магнетизме, электротехнику, становление электрических измерений внесли российские ученые. Академик Э. Х. Ленц сделал ряд основополагающих открытий в области электротехники (явление электромагнитной индукции, принцип обратимости электрических машин, эффект теплового проявления текущего через проводник тока и др.). Теоретические и экспериментальные исследования закономерностей электрических разрядов, выполненные профессором физики академиком В. В. Петровым, позволили впервые показать и доказать возможность практического применения электричества для освещения, а также для плавки и сварки металлов.

Вторая половина XIX в. ознаменована растущим интересом к промышленному использованию электрической энергии, который привел к необходимости всерьез развивать методы и средства электрических измерений. В это время известным русским электротехником М. О. Доливо-Добровольским были разработаны и изготовлены измерительные приборы электромагнитной, электродинамической и индукционной систем, т. е. был заложен фундамент для

создания основных, наиболее массовых сегодня, типов электро-механических амперметров, вольтметров, ваттметров, фазометров. Благодаря М. О. Доливо-Добровольскому широкое распространение в электротехнике получил переменный ток. Он же ввел в практику трехфазные электрические цепи, разработал первый трехфазный электродвигатель. Работы выдающегося физика А. Г. Столетова в области магнитных измерений, академика Б. С. Якоби (иностранца, отдавшего российской науке почти сорок лет жизни) в области измерения сопротивления электрических цепей обеспечили дальнейшее развитие этого направления.

В течение XVIII в. в основном сформировалось направление электро-механических измерительных приборов для статических измерений. В XIX в. появляются первые средства динамических измерений — самопишущие приборы. С изобретением электронной вакуумной лампы и электронно-лучевой трубки (конец XIX — начало XX в.) начинается развитие электронной техники. Разрабатываются первые электронно-лучевые осциллографы, ставшие основным инструментом динамических измерений для многих исследователей на долгие годы.

Бурное развитие электроизмерительной техники объективно и неизбежно привело к необходимости разработки метрологических основ этого направления, обеспечения единства электрических измерений.

До конца XIX в. в разных странах мира и разных областях деятельности человека использовалось множество различных единиц для оценки одних и тех же физических величин: версты, мили, сажени, разнообразные футы, ярды, аршины; многочисленные фунты, меры, унции, золотники; градусы Фаренгейта, Реомюра и Цельсия и т. п. В Европе в конце XVIII в. использовались несколько десятков различных по размеру футов (единиц длины), десятки различных миль, более сотни различных фунтов (единиц массы). Кроме того, не было единообразия в дольных и кратных единицах.

Аналогичная ситуация сложилась и в молодой тогда электроизмерительной технике. Трудно представить себе, что еще сравнительно недавно, в 1880 г., в мировой практике электрических измерений применялись пять разных единиц электрического тока, восемь единиц электродвижущей силы (ЭДС) и напряжения, а единиц электрического сопротивления — пятнадцать. Все это, естественно, было серьезным препятствием для взаимопонимания между исследователями разных стран и направлений науки, техники, промышленности; являлось помехой нормальному развитию электротехники и электроизмерительной техники. Требовалось срочно переходить к единой системе единиц электрических величин, что и было сделано в 1881 г. на состоявшемся в Париже Первом Международном конгрессе по электричеству.

На рубеже XIX и XX вв. усилиями выдающегося русского ученого, основоположника отечественной метрологии Д. И. Менделеева при Главной палате мер и весов в Санкт-Петербурге было создано отделение для проверки электроизмерительных приборов. Это событие положило начало обстоятельному развитию стандартизации и метрологии электрических измерений в России. Уже в самом начале XX в. российские ученые и инженеры приступили к созданию первых эталонов ома и вольта.

На рис. В.3 показаны основные технологические достижения человечества в XX в., которые решающим образом определили темпы развития электроизмерительной техники и ее современный уровень.

Еще в конце XIX в. появились первые электронные вакуумные устройства — лампы. В 1897 г. в России М. А. Шателен изобрел электронно-лучевую трубку, что позволило создать электронно-лучевой осциллограф. В те же годы М. А. Шателеном было написано первое учебное пособие по электрическим измерениям.

Первая половина XX в. ознaменована активными разработками электронных измерительных приборов. Быстро внедряются в практику измерений электронные вольтметры, осциллографы, генераторы. Эти же годы характеризуются возрастанием интереса к цифровым методам преобразования сигналов, появлением первых цифровых измерительных приборов. Цифровые методы позволили отказаться от подвижных частей в измерительных приборах, а также дали ряд других серьезных преимуществ. Изобретение транзистора (1948 г.) и применение его в разработках позволили резко уменьшить размеры, массу, мощность потребления и стоимость средств измерений, заметно повысить их основные характеристики и надежность. Первая интегральная схема (микросхема) появилась в 1961 г. В 1971 г. был разработан первый микропроцессор — большая интегральная схема с программируемыми функциями. Микропроцессор является фундаментом современной вычислительной и измерительной техники, основой множества электронных систем,

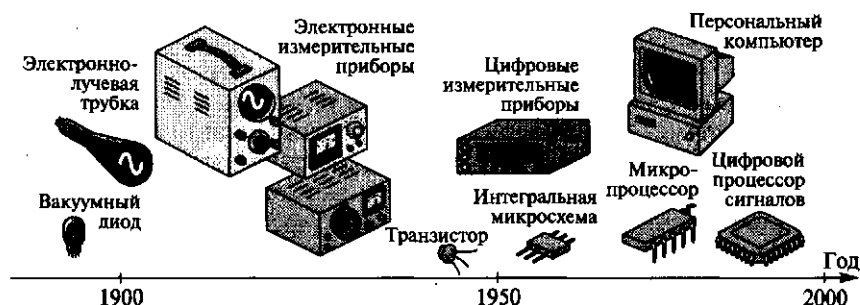


Рис. В.3. Основные технологические достижения XX в.

систем управления и бытовой техники. Микропроцессоры сильно изменили возможности измерительной аппаратуры, сделали ее «интеллектуальной».

В 80-х гг. XX в. появляются и быстро распространяются по всему миру персональные компьютеры, ставшие важным элементом различных высокопроизводительных автоматизированных информационно-измерительных устройств, комплексов, систем, а также систем управления.

Вторая половина XX в. ознаменована стремительным развитием цифровых, микропроцессорных, компьютерных средств измерений, активным применением компьютерных технологий, разнообразных алгоритмов преобразования и представления измерительной информации.

Тенденции развития электроизмерительной техники. Прогресс электроизмерительной техники сегодня, с одной стороны, определяется постоянно растущими требованиями к функциональным возможностям, метрологическим и эксплуатационным характеристикам средств измерений, а с другой стороны, обеспечивается серьезными достижениями в области микроэлектроники, вычислительной техники, прикладной математики, цифрового анализа сигналов, метрологии.

Основная тенденция развития электроизмерительной техники — дальнейшее совершенствование метрологических характеристик (как статических, так и динамических) средств измерений. Всегда актуальны в задачах измерений повышение точности, чувствительности, разрешающей способности; расширение диапазонов возможного изменения измеряемых величин; увеличение степени подавления помех; повышение быстродействия средств измерений. В современной измерительной технике все чаще применяются методы автоматической компенсации систематических погрешностей и эффективного уменьшения случайных.

Не менее важным сегодня является и совершенствование эксплуатационных характеристик: повышение надежности; расширение возможных диапазонов влияющих величин; обеспечение многофункциональности; внедрение автоматической диагностики внутренних узлов аппаратуры; обеспечение достаточно высоких уровней пыле- и влагозащищенности, защищенности от электромагнитных полей; уменьшение габаритных размеров и массы; уменьшение мощности потребления и, как следствие, увеличение времени непрерывной работы от одного комплекта внутреннего питания; обеспечение удобства и простоты работы с прибором; создание дружелюбного к пользователю интерфейса прибора.

Характерной тенденцией развития электроизмерительной техники в последние десятилетия стало все более широкое применение цифровых методов преобразования, измерения, регистрации и анализа информации, повышение степени автоматизации и ин-

теллектуализации средств измерений. Заметно изменилось соотношение между объемами статических и динамических измерений. Доля динамических моделей объектов и процессов непрерывно растет. Вследствие этого значительно возрастают объемы получаемой в процессе экспериментов и обрабатываемой информации. Поэтому все чаще возникает необходимость в автоматизированном анализе больших массивов данных, причем нередко в реальном времени хода исследуемого процесса. Все это требует постоянного увеличения объемов внутренней памяти данных средств измерений (цифровых регистраторов, осциллографов и анализаторов), повышения мощности внутреннего интеллекта и производительности микропроцессоров.

Непрерывно ведутся поиски перспективных методов (как аналоговых, так и цифровых) преобразования, передачи и хранения информации; продолжаются разработки более эффективных и мощных средств исследования явлений окружающего мира; расширяется номенклатура средств измерений. Характерным для современного приборостроения стало и резкое сокращение сроков создания новой аппаратуры.

Важной особенностью последних десятилетий является широкое распространение персональных компьютеров во всех областях деятельности человека и, конечно же, в измерительной технике. Разработкой и применением компьютерных измерительных устройств, комплексов и систем занимается с каждым годом все большее число специалистов. При этом активно развиваются разнообразные формы анализа и представления информации (в том числе и наиболее наглядное — графическое представление данных).

Несомненно, что XXI в. даст миру множество новых удивительных открытий. Сегодня трудно даже представить себе, каких высот достигнет к концу этого века измерительная техника, как изменится ее роль в жизни общества и как она изменит общество.

ГЛАВА 1

ОСНОВЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

1.1. ИЗМЕРЕНИЕ

Метрология — это наука об измерениях, методах и средствах обеспечения их единства, способах достижения требуемой точности. В метрологии различают три направления: *теоретическое* (фундаментальное), *законодательное* и *практическое* (прикладное). В данном изложении главное внимание уделим основным положениям практической метрологии.

Базовыми понятиями метрологии и измерительной техники являются *измерение*, *единство измерений*, *точность измерений* (рис. 1.1).

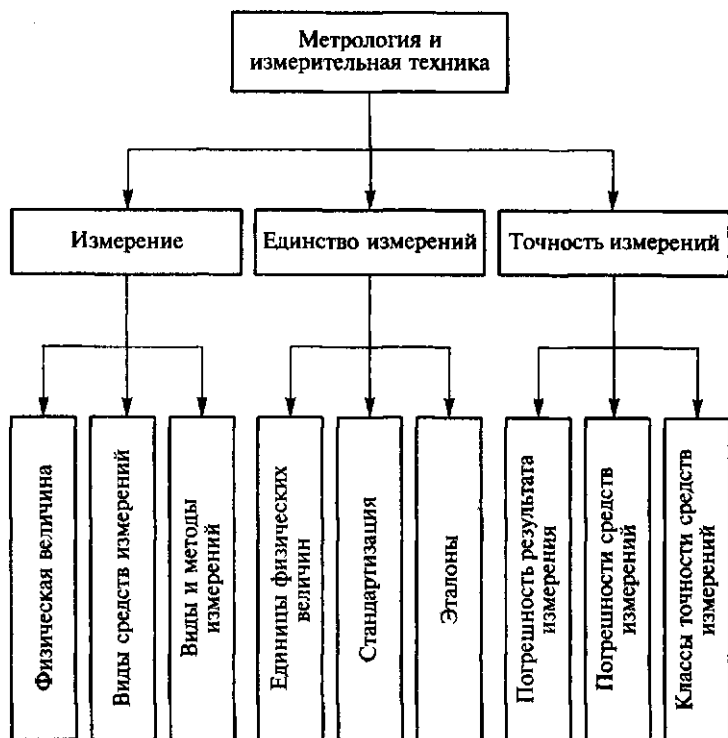


Рис. 1.1. Структура базовых понятий метрологии и измерительной техники

Измерением называют процесс нахождения значения физической величины опытным путем с помощью специальных технических средств (средств измерений).

1.1.1. Физическая величина

Физическая величина (ФВ) — это свойство, в качественном отношении общее для многих физических объектов, но в количественном отношении — индивидуальное для каждого объекта. Все многообразие ФВ может быть классифицировано по множеству различных признаков. Все ФВ подразделяются на две группы: неэлектрические и электрические величины. Неэлектрических величин гораздо больше, чем электрических. Это, например, длина, объем, масса, сила, давление, скорость линейного движения или вращения, расход вещества, температура, относительная влажность, освещенность и множество других. К электрическим ФВ относятся, например, электрический заряд, ток, напряжение, электрические сопротивление и емкость, проводимость, активная и реактивная мощность, электрическая энергия и др.

Значение ФВ — это количественная оценка ФВ в виде конкретного числа принятых для этой величины единиц. Например, значение силы тока в электрической цепи $I = 10,2$ А.

1.1.2. Виды средств измерений

Средство измерений (СИ) — техническое средство, используемое при измерениях и имеющее нормированные метрологические характеристики. Все СИ (в соответствии с РМГ 29-99. ГСИ. «Метрология. Основные термины и определения») подразделяются на пять видов: меры, измерительные преобразователи, измерительные приборы, измерительные установки, измерительные системы.

Мера — это СИ, предназначенное для воспроизведения физической величины заданного размера. Например, нормальный гальванический элемент — мера ЭДС; образцовый (измерительный) резистор; образцовая катушка индуктивности и т. д.

Измерительный преобразователь — СИ, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, удобной для дальнейшего преобразования, передачи, обработки, хранения, но не предназначенной для непосредственного восприятия наблюдателем. Например: измерительные трансформаторы тока и напряжения, измерительные усилители, делители напряжения, шунты, добавочные резисторы, цифровые измерительные регистраторы (логгеры) и т. п. Измерительный преобразователь не имеет отсчетного устройства, и поэтому результат преобразования не может быть непосредственно воспринят человеком.

Измерительный прибор — это СИ, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем, т.е. имеющее отсчетное устройство или индикатор. Например: электромагнитный щитовой вольтметр, самопишущий прибор, осциллограф, цифровой мультиметр, инфракрасный термометр, манометр и др. Измерительный прибор — наиболее распространенный вид СИ.

Измерительная установка — совокупность функционально объединенных СИ и вспомогательных устройств, предназначенных для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для непосредственного восприятия наблюдателем, и расположенная в одном месте. Например: лабораторная установка для исследования характеристик электродвигателей, стенд для проверки электрических счетчиков и т.п. Отличие измерительной установки от измерительной системы заключается в ее локальности, компактности размещения.

Измерительная система — совокупность СИ и вспомогательных устройств, соединенных между собой каналами связи, предназначенная для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для автоматической обработки, передачи и (или) использования в автоматических системах управления. Например, многоканальный пространственно распределенный информационно-измерительный комплекс в составе системы управления производством.

Нормируемые метрологические характеристики (НМХ) СИ регламентируются ГОСТ 8.009—84 «Нормируемые метрологические характеристики средств измерений». К основным НМХ относятся, например, погрешности СИ, номинальная функция преобразования или коэффициент преобразования измерительного преобразователя, чувствительность, диапазон измерений, входное сопротивление.

1.1.3. Виды и методы измерений

Получать значения ФВ (результаты измерений) можно различными способами. В практике электрических измерений применяются разнообразные виды и методы измерений. Существуют следующие виды измерений: прямые, косвенные, совокупные и совместные. Наиболее распространены прямые и косвенные измерения.

Прямые измерения — измерения, при которых искомое значение измеряемой величины находят непосредственно из опытных данных. Пример прямого измерения — измерение действующего значения напряжения электрической сети с помощью цифрового мультиметра (рис. 1.2, а).

Косвенные измерения — измерения, при которых искомое значение величины находят на основании известной функциональной зависимости между этой величиной и исходными величинами, оцениваемыми прямыми измерениями. Пример косвенного измерения — измерение мощности P на активной нагрузке R с помощью амперметра A и вольтметра V (рис. 1.2, б):

$$P = UI,$$

где U — напряжение на нагрузке R , измеренное вольтметром; I — ток в нагрузке, измеренный амперметром.

Совокупность приемов использования физических принципов и средств измерений называют методом измерений. Различают метод непосредственной оценки и метод сравнения с мерой (рис. 1.3).

В *метод непосредственной оценки* значение измеряемой величины определяется прямо (непосредственно) по отсчетному устройству измерительного прибора. Например, измерение температуры цифровым термометром.

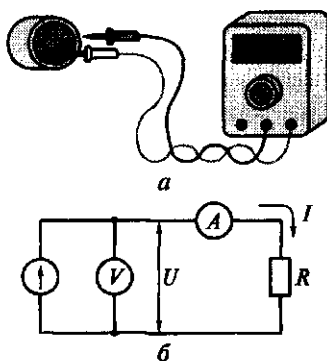


Рис. 1.2. Виды измерений: а — прямое; б — косвенное

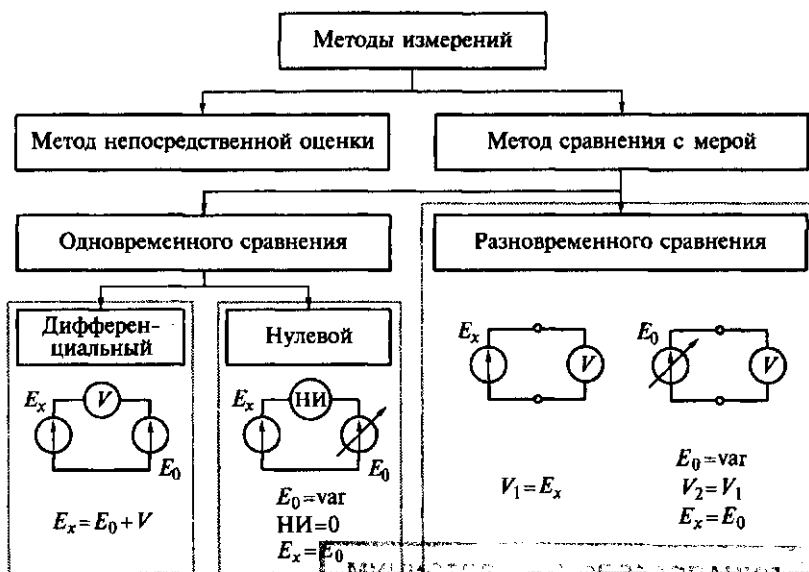


Рис. 1.3. Методы измерений

Метод сравнения с мерой основан на сравнении измеряемой величины с мерой. Процедура сравнения может быть выполнена по-разному. Это может быть одновременное или разновременное сравнение величины с мерой (см. рис. 1.3). В свою очередь, метод одновременного сравнения подразделяется на дифференциальный и нулевой.

В дифференциальном методе измеритель (например, вольтметр V) оценивает разность между измеряемой величиной ЭДС E_x и известной величиной E_0 , воспроизводимой мерой.

В нулевом методе разность между измеряемой E_x и известной E_0 величинами доводится до нуля с помощью изменения известной величины E_0 .

Факт достижения равенства $E_x = E_0$ определяется показаниями нулевого индикатора (НИ). Типичный пример реализации нулевого метода — измерение сопротивления уравновешиваемым мостом постоянного тока.

В методе разновременного сравнения сравнение измеряемой величиной E_x и изменяемой известной E_0 происходит в режиме очередного измерения. Если показания измерителя (например, вольтметра) при измерении величины E_x равны V_1 , то, подключив известную E_0 и изменяя ее значение до достижения равенства результатов второго и первого измерений ($V_2 = V_1$), получим равенство $E_x = E_0$.

1.2. ЕДИНСТВО ИЗМЕРЕНИЙ

Под *единством измерений* понимают такое состояние измерений, при котором их результаты выражены в узаконенных единицах и погрешности результатов измерений известны с известной или заданной вероятностью. Единство измерений позволяет сопоставлять результаты измерений, выполненные в разных местах, в разное время, разными специалистами, с помощью разных средств измерений. Единство измерений обеспечивается использованием общепринятой системы единиц физических величин, стандартизацией, метрологическим обеспечением, эталонами и образцовыми средствами измерений, соответствующей нормативно-технической документацией.

1.2.1. Единицы физических величин

Единица физической величины — это такая физическая величина, которой по определению присвоено числовое значение, равное единице.

В нашей стране, как и в большинстве других стран, действует Международная система единиц (System International — SI). Систе-

ма основана на выборе нескольких основных единиц физических величин, независимых и достаточных для образования других (производных) единиц физических величин.

Основные, дополнительные и производные единицы физических величин. В соответствии с ГОСТ 8.417—81 ГСИ «Единицы физических величин» все единицы физических величин подразделяются на основные (их семь), дополнительные (их две) и производные (около 200 и их число растёт). В табл. 1.1 приведены основные и дополнительные единицы физических величин.

Отметим, что конкретный размер основной единицы физической величины не имеет значения. Например, в качестве основной единицы длины мог бы выступать не метр, а фут или аршин. Главное, чтобы единица физической величины была общепринята, узаконена и выступала основой при формировании производных единиц.

Производные единицы физических величин образуются из основных, дополнительных и других производных путем разнообразных функциональных преобразований. Например, произ-

Таблица 1.1

Основные и дополнительные единицы физических величин

Физическая величина	Наименование единицы	Обозначение	
		русское	международное
Основные			
Длина	метр	м	m
Масса	килограмм	кг	kg
Время	секунда	с	s
Сила электрического тока	ампер	А	A
Термодинамическая тем- пература	кельвин	К	K
Количество вещества	моль	моль	mol
Сила света	кандела	кд	cd
Дополнительные			
Плоский угол	радиан	рад	rad
Телесный угол	стерадиан	ср	sr

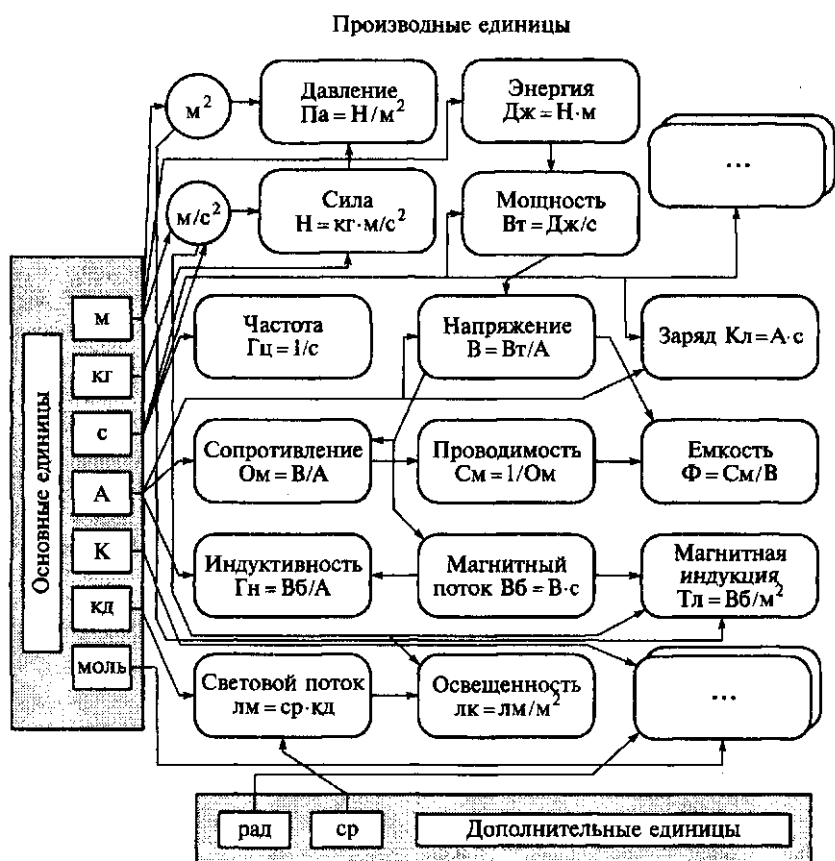


Рис. 1.4. Взаимосвязь основных, дополнительных и производных единиц

водная единица ом образована отношением производной единицы вольт к основной единице ампер. Формирование некоторых производных единиц физических величин показано на рис. 1.4.

Таблица 1.2

Относительные единицы

Единица	Обозначение	Значение	Примеры
Процент	%	1/100 часть = 0,01	$\pm 1\%$ от $120^\circ C = \pm 1,2^\circ C$
Промилле	‰	1/1000 часть = 0,001 (1 ‰ = 0,1 %)	5 ‰ от 100 л = 0,5 л
ppm (part-per-million)	ppm	1/10 ⁶ = 0,000001	20 ppm от 100 В = 2 мВ

Таблица 1.3

**Множители и приставки для образования кратных и дольных единиц
и их наименования**

Множитель	Русское		Международное		Примеры
	название приставки	обозначение приставки	название приставки	обозначение приставки	
10^{18}	экса	Э	exa	E	—
10^{15}	пета	П	peta	P	—
10^{12}	тера	Т	tera	T	2,5 ТОм
10^9	гига	Г	giga	G	1,2 ГГц
10^6	мега	М	mega	M	1,44 Мбайт
10^3	кило	к	kilo	k	0,4 кВ
10^2	гекто	г	hekto	h	1,5 га
10^1	дека	да	deka	da	10 дал
10^{-1}	деци	д	deci	d	60 дБ
10^{-2}	санتي	с	canti	c	185 см
10^{-3}	милли	м	milli	m	20 мОм
10^{-6}	микро	мк	micro	mk (μ)	450 мкА
10^{-9}	нано	н	nano	n	100 нВ
10^{-12}	пико	п	pico	p	50 пФ
10^{-15}	фемто	ф	femto	f	250 фА
10^{-18}	атто	а	atto	a	—

Таблица 1.4

Логарифмические единицы

Единица	Обозначение	Значение	Примеры
Бел	Б	$1 \text{ Б} = \lg(P_1/P_2)$ при $P_1/P_2 = 10$ $1 \text{ Б} = 2 \lg(F_1/F_2)$ при $F_1/F_2 = \sqrt{10}$	—

Единица	Обозначение	Значение	Примеры
Децибел	дБ 1 дБ = 0,1 Б	1 дБ = $10 \lg(P_1/P_2)$ 1 дБ = $20 \lg(F_1/F_2)$	$P_1 = 100$ кВт, $P_2 = 1$ кВт, $N = 20$ дБ $F_1 = 1000$ В, $F_2 = 10$ В, $N = 40$ дБ
Декада	дек	1 дек = $\lg(f_1/f_2)$, при $f_1/f_2 = 10$	Диапазон частот от 10 до 100 кГц
Октава	окт	1 окт = $\log 2(f_1/f_2)$, при $f_1/f_2 = 2$	Диапазон частот от 10 до 20 кГц

Примечание. P_1 и P_2 — физические величины типа мощности (работа, энергия); F_1 и F_2 — физические величины типа силы (давление, напряжение, ток); f_1 и f_2 — физические величины типа частоты.

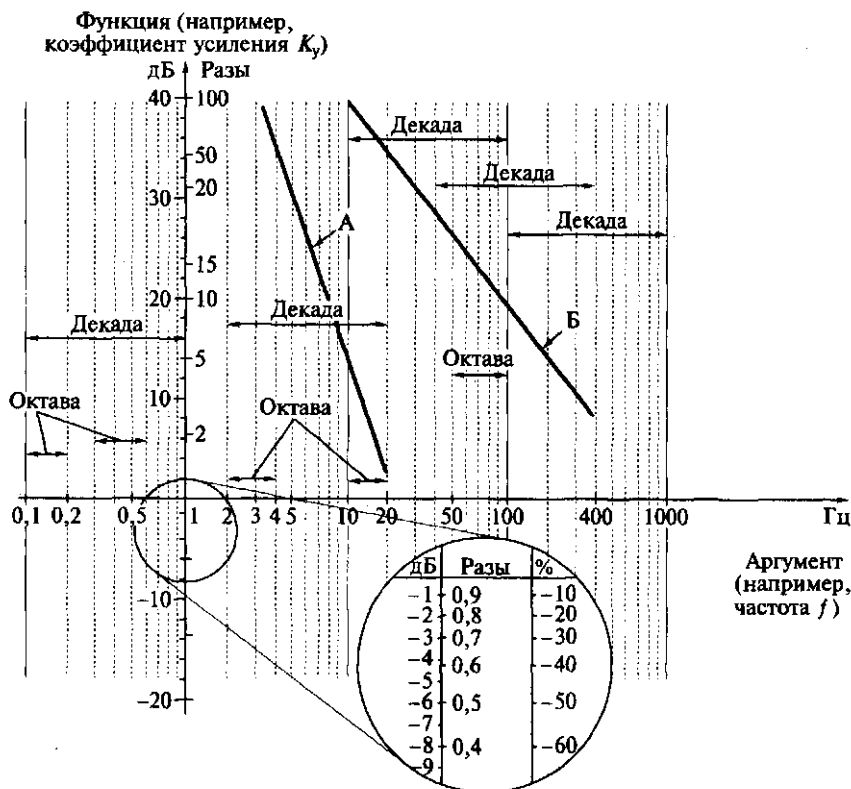


Рис. 1.5. Графическая иллюстрация относительных и логарифмических единиц

Относительные и логарифмические единицы. Для оценки отношения или относительного изменения физических величин удобно использовать вспомогательные единицы: относительные и логарифмические (табл. 1.2 и 1.4).

Кратные и дольные единицы. Поскольку диапазоны значений измеряемых величин сегодня очень широки, то невозможно обойтись только исходными системными (основными, дополнительными и производными) единицами физических величин. Для удобства работы и записи результатов используются вспомогательные единицы физических величин — так называемые *кратные* (большие единицы) и *долные* (меньшие единицы), которые образованы путем введения приставок (коэффициентов) к исходным системным единицам (табл. 1.3).

На рис. 1.5 приведена графическая иллюстрация некоторых относительных и логарифмических единиц.

Линия А на рис. 1.5 иллюстрирует зависимость функции (например, коэффициента усиления K_y) от аргумента (например, частоты f), соответствующую наклону 40 дБ/декада, линия Б — наклону 20 дБ/декада.

1.2.2. Стандартизация

Интересно отметить, что всего несколько десятилетий назад в мире не было единообразия единиц физических величин. В разных странах, в разных отраслях науки, техники, промышленного производства, в сельском хозяйстве, в торговле использовалось множество различных единиц для оценки одних и тех же величин. Такое национальное (территориальное), отраслевое и межотраслевое разнообразие единиц сильно затрудняло сопоставление и использование результатов научных исследований, технических измерений и расчетов, выполненных разными специалистами, и/или в разных направлениях, и/или в разных странах; создавало чрезвычайные трудности и серьезно тормозило развитие мирового сообщества.

В середине XX в. Международный комитет мер и весов подготовил и принял новую систему единиц, которая была названа Международной системой единиц — System International (SI). В 1963 г. в СССР был введен ГОСТ 9867—61, в соответствии с которым эта система была рекомендована для использования в нашей стране.

Сегодня средства измерений разрабатывают и серийно выпускают тысячи различных отечественных и зарубежных организаций и фирм, профессионально применяют миллионы специалистов, так или иначе использует в своей повседневной деятельности практически все взрослое население Земли. В настоящее время доля затрат на измерительную технику, обслуживание и метрологи-

ческое обеспечение в промышленном производстве достигает 25...30 % стоимости основных фондов. Причем, чем выше культура производства на предприятии, тем выше доля таких затрат. В этих условиях чрезвычайно важно обеспечить единство измерений.

Законодательной основой стандартизации является система Государственных стандартов (ГОСТ). В настоящее время в нашей стране действует десятки тысяч Государственных стандартов. Они отражают важнейшие характеристики и свойства разнообразной продукции, особенности методик измерений, характеристики СИ и т.п.

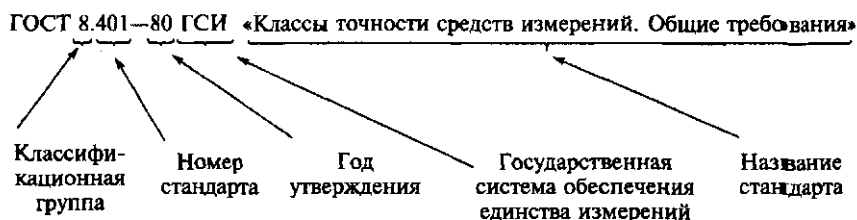
Основные цели и задачи стандартизации:

- определение единой системы требований и показателей качества продукции, характеристик сырья и ресурсов; методов и средств контроля и испытаний;
- обеспечение единства и необходимой достоверности измерений в стране и мире, создание и совершенствование эталонов единиц ФВ, методов и средств измерений высшей точности;
- развитие унификации промышленной продукции, повышение уровня взаимозаменяемости, повышение эффективности эксплуатации и ремонта, обеспечение необходимого уровня надежности;
- установление рационального многообразия видов, марок, типоразмеров оборудования;
- установление единой системы документации, единой терминологии, обозначений, методов расчетов.

Базовой составляющей стандартизации является метрологическое обеспечение. Под *метрологическим обеспечением* понимается наличие и грамотное использование эталонов, мер, аттестованных образцовых СИ, узаконенных методов поверки, необходимой нормативно-технической документации (стандартов, методических указаний, инструкций), квалифицированных специалистов-метрологов.

Стандарт — это нормативно-технический документ, устанавливающий перечень норм, правил, требований к объекту (стандартизации) и утвержденный уполномоченным органом (например, Госстандартом России).

Пример обозначения ГОСТ:



Метрологическая аттестация — это исследование СИ, выполняемое метрологическим органом для определения метрологических характеристик СИ и оформление соответствующего документа (сертификата) с указанием полученных результатов.

Поверка СИ — нахождение метрологическим органом (службой) погрешностей СИ, установление соответствия значений погрешностей классу точности СИ и определение его пригодности к применению. Поверку, как правило, осуществляют путем сравнения результатов преобразования испытываемого СИ с результатами преобразования образцового (более точного) СИ. Для частного, но весьма распространенного случая поверки измерительного прибора, показания поверяемого прибора сличают с показаниями более точного прибора. Погрешность образцового СИ должна быть по крайней мере втрое меньше погрешности испытываемого СИ при одних и тех же условиях эксперимента.

Процедура поверки СИ не эквивалентна процедуре калибровки. Калибровка — способ уменьшения систематических погрешностей СИ, т.е. коррекция (исправление) его характеристики преобразования. В частном случае при калибровке поочередно поддают на вход СИ образцовую измеряемую величину нулевого значения (например, закоротив вход СИ) и затем образцовую измеряемую величину значением, равным верхнему пределу диапазона измерения (с помощью специальной меры, иногда встроенной в СИ). Зафиксировав результаты преобразования (показания прибора) образцовых величин, можно в дальнейшем корректировать результаты преобразований в процессе выполнения измерений. Такая процедура позволяет уменьшить как аддитивную, так и мультипликативную погрешности.

1.2.3. Эталоны

Эталон — это СИ, обеспечивающее хранение и/или воспроизведение единицы физической величины с целью передачи ее размера другим СИ (образцовым или рабочим) и официально утвержденное. Реально эталон может представлять собой комплекс, состоящий из нескольких различных СИ. На рис. 1.6 приведена схема передачи размера единицы физической величины.

В этой метрологической цепи высшим звеном является *международный эталон*. Эти эталоны хранятся в Международном бюро мер и весов (Франция). *Государственные эталоны* — это эталоны, обеспечивающие наивысшую в данной стране точность. Хранение эталонов — сложнейшая научно-техническая задача, поэтому они хранятся в метрологических институтах.

Эталоны, воспроизводящие одну и ту же единицу ФВ, в зависимости от точности воспроизведения единицы делятся на первичные эталоны (обеспечивающие наивысшую в данной стране



Рис. 1.6. Схема передачи размера единицы физической величины

точность) и вторичные (образованные сличением с первичным и служащие для организации поверочных работ). *Первичный эталон* служит для воспроизведения единицы с наивысшей для данной страны точностью. *Специальный эталон* предназначен для воспроизведения единицы в особых условиях, когда первичный эталон не может быть использован. Первичные и специальные эталоны утверждаются в качестве государственных и являются исходными для каждой страны.

Вторичные эталоны необходимы для обеспечения поверочных работ и сохранности первичных эталонов и делятся на эталоны-свидетели, эталоны-копии, эталоны сравнения и рабочие эталоны.

Эталон-свидетель предназначен для проверки государственного эталона и замены его в случае утраты. *Эталон-копия* и *эталон сравнения* используются для взаимного сличения. *Рабочие эталоны* необходимы для передачи размера единицы образцовым СИ высшей точности (например, образцовым мерам).

Образцовые СИ служат для проверки по ним рабочих мер, которые, в свою очередь, предназначены как для поверки СИ, так и для измерений в различных задачах. Классы точности образцовых мер достаточно высоки. Например, предельно допустимое значение относительной погрешности образцовой катушки сопротивления может составлять 0,0005 %.

Рабочие СИ применяются для разнообразных измерений, не связанных с поверкой. В электрических измерениях используются рабочие меры ЭДС, сопротивления, индуктивности, емкости и др.

1.3. ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЙ

Точность измерений — качество измерений, отражающее близость их результатов к истинному значению измеряемой величины.

Количественным выражением качественного понятия «точность» является погрешность. Следует различать погрешность результата измерения (это более общее понятие) и погрешность инструмента.

1.3.1. Погрешность результата измерения

Истинное значение измеряемой величины принципиально не может быть найдено (грамотный экспериментатор, понимая это, и не стремится к этому). Поэтому и реальное (истинное) значение погрешности результата определить не представляется возможным. И этого обычно не требуется. Вполне достаточно оперировать оценкой (приблизительным значением измеряемой величины) и диапазоном возможных значений погрешности. В случае простейшего детерминированного подхода (подхода по наихудшему случаю) используют предельное значение погрешности в каждом конкретном случае, т.е. такое значение, превысить которое реальная погрешность гарантированно не может.

Погрешность — довольно сложное и емкое понятие. Рассмотрим основные классификационные признаки погрешности результатов измерений.

Первый классификационный признак: что (кто) является причиной ошибки? Суммарная погрешность результата любого измерения в общем случае складывается из трех составляющих: инструментальной, методической и субъективной.

Инструментальная составляющая определяется основными метрологическими характеристиками собственно инструмента (т.е. СИ), его основной и дополнительной погрешностями.

Методическая составляющая погрешности результата измерения зависит от используемого метода измерения и не зависит от погрешности самого инструмента. Методическая погрешность может быть значительной, однако часто она может быть оценена или даже скомпенсирована (иногда практически полностью).

Субъективная составляющая не зависит ни от погрешности прибора, ни от метода измерения, а в основном определяется квалификацией пользователя (субъекта). Эту погрешность не всегда можно предвидеть и заранее оценить. Эта составляющая может присутствовать в результате любого измерения.

Второй классификационный признак — способ выражения погрешности (табл. 1.5). *Абсолютная* погрешность Δ (дельта) — самая простая и понятная — это разность между измеренным X и истинным $X_{\text{ист}}$ (или действительным X_d , т.е. полученным более точным

Абсолютная и относительная погрешности

Форма представления	Формула
Абсолютная погрешность	$\Delta = X - X_d$
Относительная погрешность, %	$\delta = \frac{\Delta}{X_d} 100 = \frac{\Delta}{X} 100$

Примечание. X — измеренное значение величины (результат измерения); X_d — действительное значение измеряемой величины.

прибором) значениями измеряемой величины. *Относительная погрешность δ* (дельта малая) — отношение абсолютной погрешности к действительному X_d (или измеренному X) значению, выраженное в процентах.

Третий классификационный признак — зависимость погрешности (в абсолютном виде) от значения измеряемой величины X . Погрешности подразделяются на аддитивные, мультипликативные и погрешности линейности (рис. 1.7).

Аддитивной называется погрешность Δ_a , значения которой (будучи представленными в абсолютной форме) не выходят за рамки независимого от значения измеряемой величины X коридора (см. рис. 1.7, а). *Мультипликативной* называется такая погрешность Δ_m , значения которой не выходят за рамки линейно зависящего от значения измеряемой величины X коридора (см. рис. 1.7, б). Любое другое поведение характерно для погрешности *линейности* Δ_l , часто упрощенно называемой нелинейностью (см. рис. 1.7, в).

Четвертый классификационный признак — характер проявления погрешности. Погрешности подразделяются на систематические и случайные. *Систематическая* — это такая погрешность, зна-

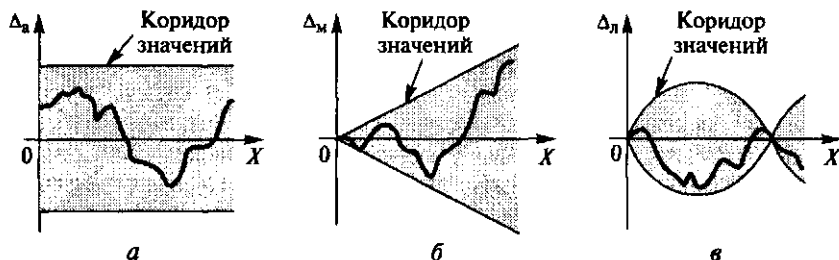


Рис. 1.7. Зависимость погрешностей от значения измеряемой величины X : а — аддитивная погрешность; б — мультипликативная погрешность; в — погрешность линейности

чение которой при повторении экспериментов неизменно или меняется по известному закону. Систематические погрешности, как правило, могут быть оценены и, следовательно, учтены путем введения поправок в результат измерения. *Случайные* — это такие погрешности, значения которых непредсказуемы. К случайным же относятся и различные промахи (сбои), которые объясняются или грубой ошибкой оператора, или кратковременной неисправностью аппаратуры, или влиянием внешних электромагнитных полей. В случае многократных измерений влияние случайной погрешности можно уменьшить обработкой полученных результатов, например, нахождением их среднего арифметического значения.

1.3.2. Погрешности средств измерений

Как правило (и обычно в грамотно организованных экспериментах), определяющей составляющей в суммарной погрешности результата измерения является погрешность собственно СИ, т.е. *инструментальная погрешность*. В свою очередь эта составляющая может быть классифицирована так, как показано на рис. 1.8. Некоторые классификационные признаки являются общими и для погрешности результата измерения, и для погрешности СИ. Специфические погрешности, характерные именно для средств измерений, выделены на рис. 1.8 фоном.

По первому классификационному признаку (способу выражения) погрешности СИ делят на абсолютные, относительные и приведенные. Первые две рассмотрены в подразд. 1.3.1. *Приведенная погрешность* γ — отношение абсолютной погрешности Δ к нормирующему значению X_n (часто это верхний предел диапазона измерения) прибора, выраженное в процентах.

Второй классификационный признак также рассмотрен в подразд. 1.3.1.

Основная погрешность имеет место в нормальных условиях эксплуатации СИ (в частности, прибора), т.е. когда значения всех влияющих величин находятся в пределах заранее оговоренных диапазонов. *Дополнительная погрешность* возникает при изменении влияющих величин (например, температуры окружающей среды) за пределы нормальных значений.

Статическая погрешность СИ (прибора) — погрешность при измерении значения постоянной (или очень медленно меняющейся) величины, т.е. в случае статических измерений (при использовании статической модели объекта исследования).

Динамическая погрешность возникает при исследовании достаточно быстро меняющейся во времени величины (точнее информативного параметра измеряемой величины). Например, если действующее значение (в данном случае информативный параметр)

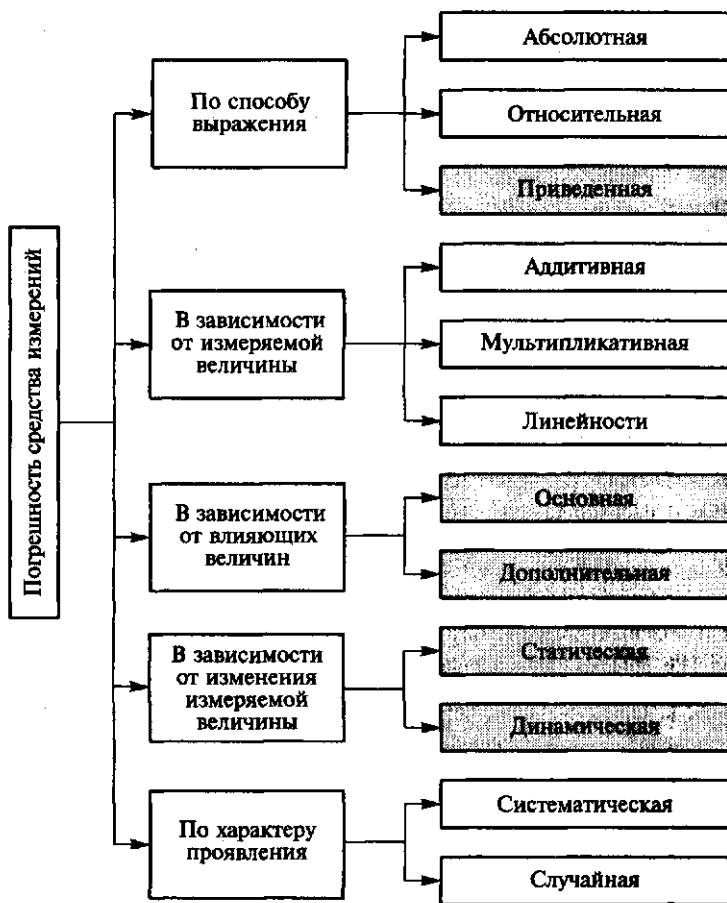


Рис. 1.8. Упрощенная классификация погрешностей средства измерений

переменного напряжения электрической сети неизменно и измеряется щитовым электромагнитным вольтметром, то будет иметь место только статическая погрешность, хотя сама входная величина (напряжение — функция времени) меняется с частотой примерно 50 Гц.

Систематические и случайные погрешности СИ рассмотрены в подразд. 1.3.1.

1.3.3. Классы точности средств измерений

Класс точности — это обобщенная метрологическая характеристика СИ, определяемая предельными значениями допустимых основной и дополнительных погрешностей. Классы точности раз-

личных СИ могут задаваться по-разному в соответствии с ГОСТ 8.401—80. «Классы точности средств измерений. Общие требования». Настоящий стандарт устанавливает деление СИ по классам точности, способы нормирования метрологических характеристик, комплекс требований к которым зависит от класса точности СИ, а также — обозначения классов точности.

Пределы допустимых погрешностей СИ выражаются в форме абсолютной, относительной и приведенной погрешностей (табл. 1.6).

Если погрешность СИ носит аддитивный характер, то класс точности задается пределом основной абсолютной или приведенной погрешностей (варианты 1 и 2 в табл. 1.6). Если погрешность СИ носит мультипликативный характер, то класс точности задается пределом основной относительной погрешностей (вариант 3 в табл. 1.6). Если же погрешность имеет как аддитивную, так и мультипликативную составляющие, то класс точности может задаваться пределом абсолютной погрешности (вариант 4 в табл. 1.6) или пределом основной относительной погрешности (вариант 5 в табл. 1.6).

На рис. 1.9 приведена графическая иллюстрация разных способов задания классов точности. На рис. 1.9, а приведены варианты 1 и 2, на рис. 1.9, б приведен вариант 3, на рис. 1.9, в и рис. 1.9, г — соответственно варианты 4 и 5 из табл. 1.6. Для упрощения изображения на рис. 1.9 показаны не симметричные коридоры предельных значений погрешностей, а лишь их модули.

Таблица 1.6

Формы задания классов точности

Вариант	Форма представления	Формула
1	Предел основной абсолютной погрешности	$\Delta_n = \pm a$
2	Предел основной приведенной погрешности, %	$\gamma_n = \frac{\Delta}{X_n} 100 = \pm p$
3	Предел основной относительной погрешности, %	$\delta_n = \frac{\Delta}{X_n} 100 = \pm q$
4	Предел основной абсолютной погрешности	$\Delta_n = \pm(a + bX)$
5	Предел основной относительной погрешности	$\delta_n = \pm \left[c + d \left(\frac{X_k}{X} - 1 \right) \right]$

Примечание. X_n — нормирующее значение СИ; X_n — действительное значение измеряемой величины; X — измеренное значение измеряемой величины; X_k — конечное значение диапазона измерения СИ; a, b, c, d, p, q — постоянные коэффициенты — отвлеченные положительные числа, выбираемые из ряда: $1 \cdot 10^n$; $1,5 \cdot 10^n$; $(1,6 \cdot 10^n)$; $2 \cdot 10^n$; $2,5 \cdot 10^n$; $(3 \cdot 10^n)$; $4 \cdot 10^n$; $5 \cdot 10^n$; $6 \cdot 10^n$, где $n = 1, 0, -1, -2$ и т.д.

Классы точности простых измерительных приборов невысокой точности, например щитовых стрелочных вольтметров, задаются пределом основной приведенной погрешности (вариант 2 из табл. 1.6). Для самопишущих приборов характерным является задание класса точности пределом основной относительной погрешности (вариант 3 из табл. 1.6). Для СИ средней и высокой точности применяются варианты 4 и 5 из табл. 1.6. Например, для мостов, компенсаторов, цифровых измерительных приборов, как правило, используется вариант 5 из табл. 1.6. Наиболее распространенной во всем мире (и одновременно наиболее понятной) формой задания погрешностей для современных цифровых СИ является вариант 4 из табл. 1.6.

При этом предел основной абсолютной погрешности Δ_n содержит и аддитивную ($\pm a$), и мультипликативную ($\pm bX$) составляющие:

$$\Delta_n = \pm(a + bX),$$

где X — значение измеряемой величины; a и b — постоянные коэффициенты.

На рис. 1.10, *а* приведена графическая иллюстрация аддитивной, мультипликативной составляющих и суммарной погрешности, представленных в абсолютном виде, а на рис. 1.10, *б* — иллюстрация этих составляющих и суммы, представленных в относительном виде.

Форма задания класса точности пределом абсолютной погрешности, содержащей аддитивную и мультипликативную составляющие,

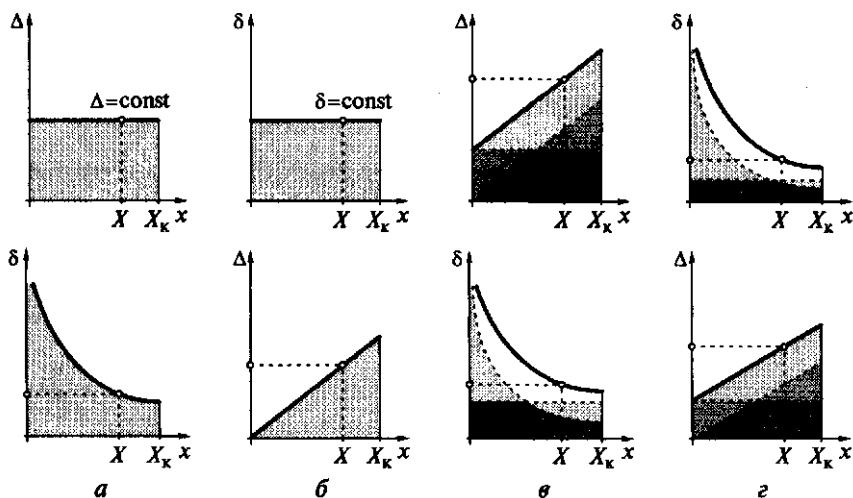


Рис. 1.9. Графическая иллюстрация разных способов задания классов точности

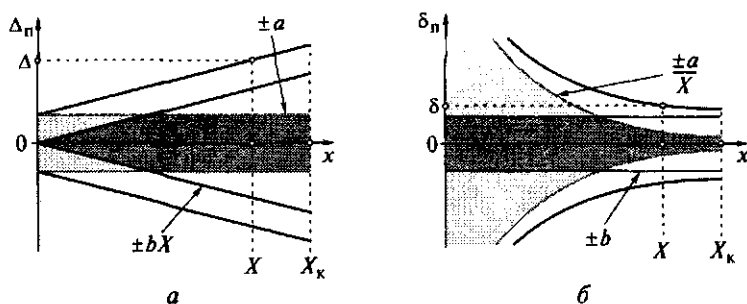


Рис. 1.10. Аддитивная, мультипликативная и суммарная погрешности в абсолютном (а) и относительном (б) видах

может иметь несколько вариантов записи. Например, класс точности цифрового термометра может быть задан следующим образом:

$$\Delta_n = \pm(0,5 \% \text{ результата} + 2 \text{ единицы МЗР}),$$

где МЗР — младший значащий разряд.

Здесь первое слагаемое — это мультипликативная погрешность, а второе — аддитивная.

Другой пример — цифровой мультиметр в режиме измерения переменных напряжений имеет класс точности, определяемый выражением

$$\Delta_n = \pm(1,0 \% \text{ результата} + 0,5 \% \text{ диапазона измерения}).$$

Для зарубежной аппаратуры (и для англоязычной литературы) характерна такая форма записи класса точности:

$$\Delta = \pm(aFS + bR),$$

где FS (Full Scale) — верхнее значение диапазона измерений; R (Reading) — результат измерения (отсчет); a, b — постоянные коэффициенты.

1.3.4. Основная и дополнительная погрешности

Основная инструментальная погрешность находится по классу точности СИ. Например, при нормальных условиях щитовым электромагнитным вольтметром класса точности 1,5 (т.е. имеющим предел основной приведенной погрешности γ_n , не превышающий $\pm 1,5 \%$) с диапазоном измеряемых значений 0...300 В (нормирующее значение $X_n = 300$ В) получен результат измерения действующего значения напряжения $U = 220$ В. Требуется определить предельные значения абсолютной Δ и относительной δ инструментальных погрешностей результата измерения U .

Оценим предельное значение основной *абсолютной* погрешности Δ :

$$\Delta = \frac{\gamma X_k}{100} = \pm \frac{1,5 \cdot 300}{100} = \pm 4,5 \text{ В.}$$

Предельное значение основной *относительной* погрешности δ :

$$\delta = \frac{\Delta}{U} 100 = \pm \frac{4,5}{220} 100 \approx \pm 2,0 \text{ \%}.$$

Расчет суммарной погрешности результата измерения в общем случае предполагает нахождение максимально возможного числа составляющих (основной, дополнительной, методической, взаимодействия и т.д.).

Дополнительная погрешность возникает при работе СИ (в частности, прибора) не в нормальных, а в рабочих условиях, когда одна или несколько влияющих величин выходят за пределы области нормальных значений (но находятся внутри диапазона рабочих значений).

Влияющая величина (ВВ) — это такая физическая величина β , которая не измеряется в данном эксперименте, но влияет на результат измерения или преобразования. Например, в эксперименте по измерению тока в электрической цепи некоторые другие физические величины (температура окружающей среды, атмосферное давление, относительная влажность воздуха, электрические и магнитные поля, напряжение питания СИ) являются влияющими величинами. Конечно, если мы измеряем температуру окружающей среды, то температура в данном эксперименте есть измеряемая величина.

Влияющие величины в общем случае могут меняться в довольно широких диапазонах. При оценке работоспособности СИ в различных условиях воздействия окружающей среды различают три области возможных значений ВВ:

- область нормальных значений ВВ (при этом значение ВВ находится в пределах заранее оговоренных — нормальных — значений);
- область рабочих значений ВВ (при этом значение ВВ находится в диапазоне своих рабочих значений);
- область значений ВВ, при которых возможны хранение или транспортировка СИ.

С точки зрения оценки инструментальных погрешностей нас интересуют лишь первые две области (рис. 1.11). *Область нормальных значений ВВ* обычно задается симметричным относительно номинального значения β_0 диапазоном $\beta_1 \dots \beta_2$. В этом диапазоне возможных значений ВВ условия применения СИ считаются нормальными (НУ) и при этом имеет место только основная погрешность СИ.

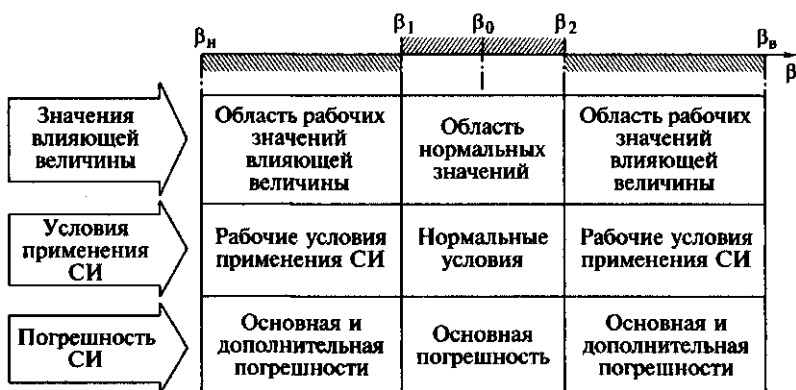


Рис. 1.11. Значения влияющей величины, условия применения и погрешности средств измерений

Областью рабочих значений называется более широкий диапазон возможных изменений $ВВ$, в котором СИ может нормально использоваться. Границы этого диапазона задаются нижним β_n и верхним β_v предельными значениями $ВВ$, соответственно. В этом диапазоне значений $ВВ$ условия применения СИ называются рабочими (РУ) и при этом имеет место не только основная, но еще и дополнительная погрешность. Таким образом, при работе в пределах рабочих условий, но за пределами нормальных, общая инструментальная погрешность складывается уже из основной и дополнительной составляющих.

Например, для самой важной практически во всех измерительных экспериментах $ВВ$ — температуры окружающей среды — область нормальных (для России) значений и, следовательно, нормальных условий применения СИ в большинстве обычных технических измерительных экспериментов составляет $(20 \pm 5)^\circ\text{C}$ или $(20 \pm 2)^\circ\text{C}$.

Области нормальных значений не являются постоянными, а зависят от особенностей выполняемых измерений, измеряемых величин, классов точности СИ. Например, чем точнее СИ, тем уже требуемый диапазон нормальных температур. Для мер электрического сопротивления высшего класса точности (0,0005; 0,001; 0,002) допустимое отклонение температуры от номинального значения составляет, соответственно, $\pm 0,1^\circ\text{C}$; $\pm 0,2^\circ\text{C}$; $\pm 0,5^\circ\text{C}$. Для зарубежных приборов часто за номинальное принимается значение температуры $+23^\circ\text{C}$. Номинальные значения и диапазоны нормальных значений некоторых основных $ВВ$ для обычных измерений приведены в табл. 1.7.

Области нормальных значений $ВВ$ в специальных измерениях оговариваются отдельно в описании СИ или в методиках проведения измерений.

Таблица 1.7

Диапазоны нормальных значений влияющих величин

Влияющая величина	Значение
Температура окружающей среды, °C	20 ± 5 или 20 ± 2
Относительная влажность воздуха, %	55...60
Атмосферное давление, кПа (мм рт. ст.)	100 ± 4 (750 ± 30)
Действующее значение напряжения питающей сети, В	220 ± 10 %
Частота напряжения питающей сети, Гц	50 ± 1 %
Максимальный коэффициент нелинейных искажений напряжения питающей сети, %	5

Диапазоны рабочих условий эксплуатации для СИ разного назначения различны. Скажем, для СИ лабораторного применения это может быть диапазон температур $0 \dots +40$ °C (рис. 1.12).

Для СИ промышленного применения области рабочих значений ВВ являются более широкими, чем, скажем, для лабораторных СИ. Измерительная аппаратура военного назначения имеет еще более широкие области рабочих значений ВВ.

Условия хранения допускают наиболее широкие диапазоны значений ВВ. Например, для основного параметра окружающей среды — температуры — в паспорте на прибор может быть записано: «...диапазон рабочих температур: $0 \dots +40$ °C, диапазон температур хранения: $-10 \dots +60$ °C».

Зная класс точности, коэффициенты влияния окружающей среды (например, температурный коэффициент), а также коэффициенты влияния неинформативных параметров измеряемых сигналов (например, частоты периодического сигнала напряжения при измерении действующего значения), можно оценить значение дополнительной погрешности и затем найти суммарную инструментальную, сложив основную и дополнительную составляющие.

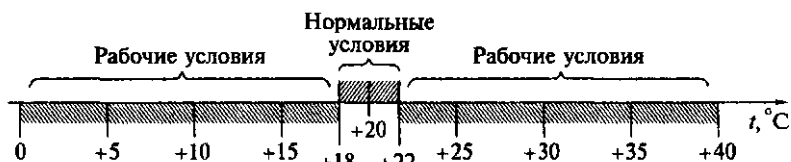


Рис. 1.12. Диапазоны возможных значений влияющей величины — температуры окружающей среды

Рассмотрим пример нахождения оценки дополнительной составляющей инструментальной погрешности на примере влияния только одной (но самой важной и, к счастью, наиболее легко определяемой) ВВ — температуры. Допустим, после выполнения эксперимента по классу точности миллиамперметра найдена его основная инструментальная погрешность $\Delta_0 = \pm 1,0$ мА; температура в ходе эксперимента была зафиксирована $+28^\circ\text{C}$. Температурный коэффициент в паспорте на прибор определен таким образом: «...дополнительная погрешность на каждые 10°C отклонения от номинальной температуры $+20^\circ\text{C}$ равна основной погрешности в пределах изменения температуры окружающей среды от 0 до $+50^\circ\text{C}$ ». Тогда предельное значение дополнительной абсолютной погрешности Δ_d в данном случае определяется следующим образом:

$$\Delta_d = \frac{\Delta_0 (28 - 20)}{10} = \frac{\pm 1,0 \cdot 8}{10} = \pm 0,8 \text{ мА}.$$

1.3.5. Методическая погрешность

Как известно, погрешность результата измерения определяется не только классом точности СИ. Источниками недостоверности результата могут быть и другие причины. Рассмотрим примеры, поясняющие появление методической составляющей общей погрешности результата.

Представим эксперимент по косвенному измерению мощности на активной нагрузке R методом амперметра и вольтметра (рис. 1.13, а). В результате простого перемножения показаний вольтметра U_V и амперметра I_A мы получаем не совсем то значение, которое следовало бы, поскольку в этом эксперименте возникает погрешность, определяемая не классами точности приборов, а другими их характеристиками (например, внутренними сопротивлениями) и методом их использования (например, схемой включения).

Вольтметр в этой схеме реагирует на сумму $(U_R + U_A)$, т.е. на сумму падений напряжений на нагрузке R и на внутреннем сопротивлении амперметра R_A . Показания вольтметра U_V , вычисленное P и действительное P_d значения мощности, соответственно, равны:

$$U_V = I_A (R_A + R);$$

$$P = U_V I_A;$$

$$P_d = I^2 R.$$

Таким образом, в данном случае причина ошибки в наличии конечного (хоть и малого, но не нулевого) внутреннего сопротивления амперметра R_A . Значение методической погрешности резуль-

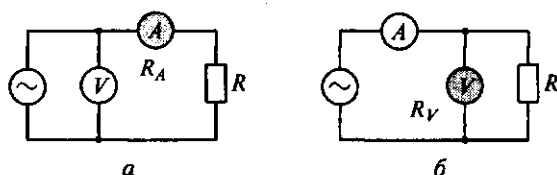


Рис. 1.13. Возникновение методической погрешности при различном подключении приборов:

а — вольтметр—амперметр; *б* — амперметр—вольтметр

тата измерения мощности в абсолютном Δ и относительном δ видах в данном случае можно оценить следующим образом:

$$\Delta = P - P_d = I_A^2 R_A;$$

$$\delta = \frac{\Delta}{P_d} 100 = \frac{R_A}{R} 100.$$

Зная значение сопротивления амперметра R_A , можно, во-первых, оценить значение методической погрешности для данного случая, а во-вторых, можно скорректировать (исправить) результат вычисления мощности.

Рассмотрим количественный пример. Пусть в схеме рис. 1.13, *а* использован амперметр с внутренним сопротивлением $R_A = 10$ Ом. Получены показания вольтметра и амперметра: $U_V = 250$ В, $I_A = 2$ А. Вычисленная по этим показаниям мощность $P = U_V I_A = 500$ Вт.

Абсолютная методическая погрешность $\Delta = I_A^2 R_A = 4 \cdot 10 = 40$ Вт, что составляет 8 % результата измерения. Правда, в данном случае, при точном знании сопротивления R_A , знак и значение этой погрешности известны точно. Таким образом, эту составляющую в этом примере можно практически полностью скомпенсировать (простым уменьшением вычисленного результата P на значение $\Delta = 40$ Вт).

Отметим, что изменение схемы включения приборов (перенос амперметра ближе к источнику ЭДС E , рис. 1.13, *б*) не исключает методическую погрешность, а просто несколько меняет ее природу. В этом случае причиной погрешности будет конечное (не бесконечно большое) внутреннее сопротивление R_V вольтметра и, как следствие, текущий через него ток I_V и, поэтому, несколько завышенное показание амперметра $I_A = I_R + I_V$.

Чем меньше отношение значений сопротивлений амперметра R_A и нагрузки R в схеме рис. 1.13, *а*, тем лучше, т.е. тем меньше погрешность. Для второй схемы (см. рис. 1.13, *б*), чем выше сопротивление вольтметра R_V по сравнению с сопротивлением нагрузки R , тем лучше.

Можно было бы по отдельности измерять напряжение и ток, поочередно включая вольтметр и амперметр. Но при такой орга-

низации эксперимента необходимо иметь уверенность, что измеряемые величины не изменяются в процессе эксперимента. Иначе может появиться значительная динамическая погрешность (см. подразд. 1.3.7).

1.3.6. Погрешность взаимодействия

Эта составляющая общей погрешности результата возникает из-за конечных сопротивлений источника сигнала и прибора. На рис. 1.14 показан вольтметр, входное сопротивление R_V которого хоть и велико, но не бесконечно. При подключении вольтметра к источнику ЭДС в цепи потечет ток I , определяемый значением ЭДС E_x , а также значениями внутреннего сопротивления источника $R_{\text{и}}$ и входного сопротивления прибора R_V . Поэтому измеряемое вольтметром напряжение U_V всегда будет несколько меньше значения ЭДС E_x , что и приводит к появлению *погрешности взаимодействия* $\Delta_{\text{вз}}$. Погрешность взаимодействия $\Delta_{\text{вз}}$ вольтметра и источника напряжения определяется следующим образом:

$$U = \frac{E_x}{R_{\text{и}} + R_V} R_V;$$

$$\Delta_{\text{вз}} = U - E_x = -E_x \frac{R_{\text{и}}}{R_{\text{и}} + R_V};$$

$$\Delta_{\text{вз}} \approx -U \frac{R_{\text{и}}}{R_V}; \quad \delta_{\text{вз}} \approx -\frac{R_{\text{и}}}{R_V} 100.$$

Оценим значение погрешности взаимодействия на примере. Предположим, к источнику ЭДС $E_x = 10$ В, имеющему внутреннее сопротивление $R_{\text{и}} = 10$ Ом, подключен аналоговый вольтметр с внутренним сопротивлением $R_V = 10$ кОм. Пренебрегая всеми остальными погрешностями, определим показание прибора, значения абсолютной и относительной погрешностей взаимодействия. В данном случае показание вольтметра

$$U_V = 10 \text{ В} \cdot 10 \text{ кОм} / (10 \text{ кОм} + 0,01 \text{ кОм}) = 9,99 \text{ В}.$$

Абсолютное и относительное значения погрешности взаимодействия равны соответственно:

$$\Delta_{\text{вз}} = -0,01 \text{ В}; \quad \delta_{\text{вз}} = -0,1 \text{ \%}.$$

При измерениях тока амперметрами также возникает погрешность взаимодействия (рис. 1.15).

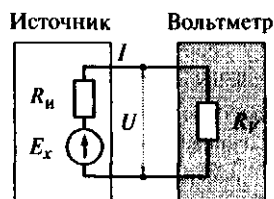


Рис. 1.14. Погрешность взаимодействия вольтметра и источника напряжения



Рис. 1.15. Влияние амперметра на ток в цепи

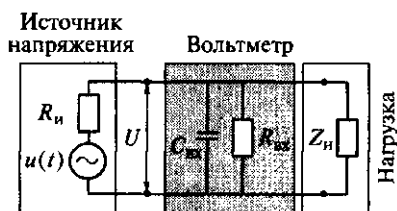


Рис. 1.16. Погрешность взаимодействия прибора и источника периодического напряжения

Амперметр имеет малое, но не нулевое внутреннее сопротивление R_A , и при включении его в цепь ток в ней несколько уменьшается.

Если пренебречь малым значением внутреннего сопротивления R_n источника E , считая, что оно гораздо меньше сопротивления нагрузки R_n ($R_n \ll R_n$), то можно говорить о том, что ток I в цепи с включенным амперметром определяется отношением значения ЭДС E к сумме сопротивлений нагрузки R_n и амперметра R_A . А действительное значение тока I_d в замкнутой цепи без амперметра определяется только сопротивлением нагрузки R_n :

$$I = \frac{E}{R_n + R_A}; \quad I_d = \frac{E}{R_n}.$$

Разница между значениями токов $(I - I_d)$ и есть погрешность взаимодействия $\Delta_{вз}$ прибора и объекта исследования в данном случае. Абсолютное и относительное значения погрешности взаимодействия равны соответственно:

$$\Delta_{вз} = I - I_d \approx -\frac{ER_A}{R_n^2};$$

$$\delta_{вз} \approx -\frac{R_A}{R_n} 100.$$

При работе с переменными напряжениями и токами эта составляющая общей погрешности может быть заметно больше. Рассмотрим, например, взаимодействие прибора и источника периодического напряжения. Поскольку входное сопротивление вольтметра (или осциллографа) в общем случае есть комплексное сопротивление $Z_{вх}$, состоящее из активной части $R_{вх}$ и емкостной $C_{вх}$ (рис. 1.16), то общее входное сопротивление есть параллельное соединение активного и емкостного сопротивлений.

Погрешность взаимодействия прибора и источника периодического напряжения определяется следующим образом:

$$\Delta_{вз} = U - U_{д}; \quad \Delta_{вз} \approx -\frac{R_{и}}{Z_{вх}} U; \quad \delta_{вз} \approx -\frac{R_{и}}{Z_{вх}} 100.$$

Погрешность взаимодействия в этом случае тем больше, чем меньше комплексное входное сопротивление $Z_{вх}$, т.е. чем меньше активная составляющая $R_{вх}$ и чем больше значение входной емкости $C_{вх}$. С ростом частоты сигнала емкостная составляющая $Z_{вх}$ сильно уменьшается, что приводит к увеличению погрешности взаимодействия.

Правда, на низких частотах сигналов (а в электрических цепях промышленной частоты они сравнительно низкие — верхняя граница спектра обычно не выше сотен герц — единиц килогерц) емкостная составляющая $C_{вх}$ (обычно это десятки — сотни пикофарад) практически не проявляется и можно говорить только об активной составляющей $R_{вх}$ общего входного сопротивления $Z_{вх}$ прибора.

1.3.7. Динамическая погрешность

Динамическая погрешность — это погрешность СИ, возникающая при измерении изменяющейся в процессе измерений физической величины.

Предположение о статической модели объекта (без имеющихся на то оснований) может привести к большим ошибкам. Инерционность прибора при быстроменяющихся входных сигналах рождает динамическую погрешность результата измерения, а иногда и просто приводит к невозможности определить результат. Яркий пример: магнитоэлектрический амперметр не в состоянии зафиксировать кратковременный (длительностью, например, менее 1 с) импульс тока.

На рис. 1.17 показано возникновение динамической погрешности Δ_d при протекании через магнитоэлектрический измерительный механизм быстро меняющегося тока. На рис. 1.17 изображены кривая изменения тока $i(t)$, текущего через механизм, и кривая изменения показаний $\alpha(t)$. Механическая инерционность подвижной части прибора приводит к неизбежному отставанию ее реакции при быстрых изменениях тока. Возникающая при этом динамическая погрешность Δ_d тем больше, чем выше скорость изменения $i(t)$ и чем больше масса подвижной части.

Меняющиеся исследуемые сигналы могут приводить к значительным погрешностям результатов косвенных измерений вследствие неодновременности выполнения различных исход-

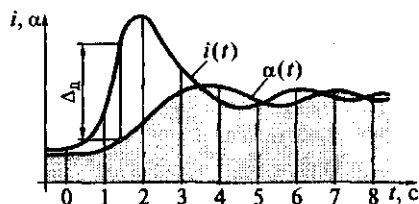


Рис. 1.17. Динамическая погрешность

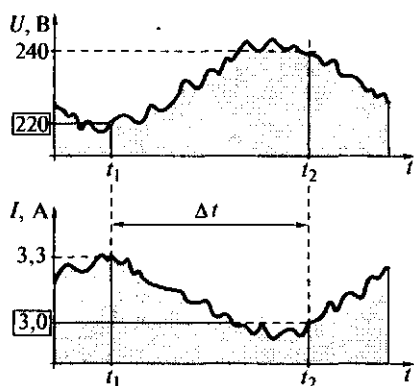


Рис. 1.18. Косвенное измерение мощности одним прибором

ных прямых измерений. Фактически это тоже динамическая погрешность, но в данном случае она определяется не быстродействием отдельных приборов, а скоростью изменения исследуемых параметров и особенностями организации эксперимента. Несинхронность получения отдельных исходных результатов измерения как следствие выбранного метода (подхода) заставляет относить эту погрешность также и к методической, поскольку она не зависит от характеристик (в частности, классов точности) самих приборов.

Проиллюстрируем природу возникновения этой погрешности на примере косвенного измерения активной мощности в однофазной электрической цепи одним прибором — цифровым мультиметром с токовыми клещами. Поочередно (с некоторой естественной временной задержкой Δt) измеряются текущие действующие значения напряжения U и тока I , а затем вычисляется значение активной мощности P (рис. 1.18).

Предположим, что в момент времени t_1 измерено действующее значение напряжения $U(t_1) = 220$ В. Затем, скажем через 1 мин, в момент времени t_2 этим же прибором измерено действующее значение тока $I(t_2) = 3,0$ А. Далее по результатам этих исходных прямых измерений вычисляется значение активной мощности (нагрузку считаем чисто активной):

$$P = U(t_1)I(t_2) = 220 \cdot 3,0 = 660 \text{ Вт.}$$

Между тем, реальные значения активной мощности P_p в моменты времени t_1 и t_2 были равны, соответственно:

$$P_p(t_1) = U(t_1)I(t_1) = 220 \cdot 3,3 = 726 \text{ Вт,}$$

$$P_p(t_2) = U(t_2)I(t_2) = 240 \cdot 3,0 = 720 \text{ Вт.}$$

Таким образом, разница между вычисленным (660 Вт) и реальными (726 и 720 Вт) значениями активной мощности в данном случае составляет около 10 %. Причем это без учета инструментальной погрешности прибора, погрешности взаимодействия и др.

Если аналогичная методика используется для оценки мощности в трехфазной электрической цепи, то ошибка может быть значительнее за счет большего общего времени задержки Δt .

1.3.8. Субъективная погрешность

Различают нормальное (штатное, объяснимое, предсказуемое) проявление субъективности отсчитывания при фиксации результата измерения (отсчета) и ненормальное (непредсказуемое). Появление *субъективной погрешности* естественно и типично при работе с аналоговыми стрелочными приборами в виде погрешности *отсчитывания*. Погрешность отсчитывания в общем случае складывается из двух составляющих: погрешности интерполяции и погрешности параллакса (рис. 1.19).

Первая составляющая — *погрешность интерполяции* (см. рис. 1.19, а) — неизбежно возникает при любой попытке определить положение указателя (стрелки) отсчетного устройства между двумя соседними делениями на шкале, т.е. оценить значение части деления — αq . При достаточном навыке оператора эта составляющая может иметь значение $\pm(0,2 \dots 0,1)$ веса одного деления q . У цифровых приборов есть похожая по природе составляющая — погрешность квантования, но там она несубъективна.

Погрешность параллакса возникает при неперпендикулярном взгляде на шкалу в момент определения положения стрелки (см. рис. 1.19, б). Чем больше расстояние между шкалой прибора и стрелкой L , тем больше возможная погрешность параллакса $\pm\Delta$. Эта составляющая при тщательно выполняемом эксперименте также может быть сведена до значения $\pm(0,2 \dots 0,1)$ веса одного деления q . В конструкции сравнительно точных стрелочных приборов (класс точности 0,5 и больше) для устранения погрешности параллакса в плоскости шкалы устанавливают зеркало. Такая зеркальная шкала позволяет обеспечить строго перпендикулярный взгляд на шкалу. Отсчитывание при этом необходимо производить таким образом, чтобы стрелка закрывала свое отражение в зеркале (рис. 1.20).

На рис. 1.20, а и б показаны ситуации, при которых в зеркале наблюдателю видно отражение стрелки. Это указывает на непра-

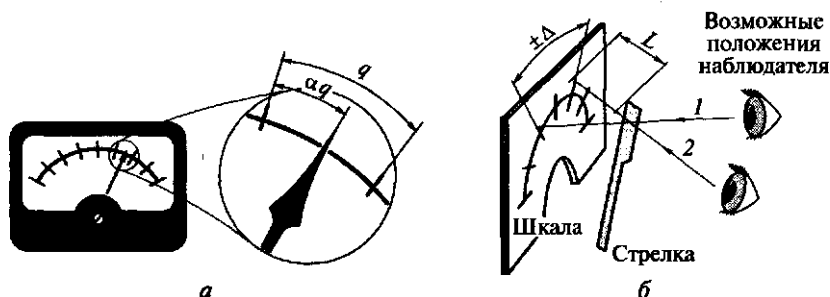


Рис. 1.19. Погрешности интерполяции (а) и параллакса (б)



Рис. 1.20. Устранение погрешности параллакса:

а и б — неправильное положение головы наблюдателя; *в* — правильное положение

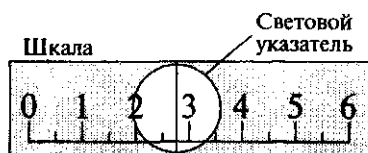


Рис. 1.21. Оптический отсчет

вильное положение головы наблюдателя при отсчитывании. Ситуация, показанная на рис. 1.20, *в*, соответствует правильному расположению головы наблюдателя (отражение стрелки в зеркале закрыто самой стрелкой).

Другим решением, позволяющим принципиально исключить погрешность параллакса, является использование вместо стрелки оптического отсчетного устройства, в котором при изменении значения измеряемой величины меняется положение светового пятна на шкале (рис. 1.21).

Поскольку при этом расстояние $L = 0$ (пятно лежит непосредственно на поверхности шкалы), то результат отсчитывания не зависит от расположения наблюдателя по отношению к прибору и, следовательно, не содержит погрешности параллакса. У цифровых приборов погрешности отсчитывания принципиально нет.

К субъективным же относятся и непредсказуемые заранее погрешности, вызванные грубыми ошибками (промахами), как следствие низкой квалификации оператора и/или его плохого самочувствия. Типичным примером такой субъективной погрешности является ошибка в отсчете и/или записи результата при работе с многодиапазонными приборами, а также — при работе с приборами с нелинейными шкалами.

1.4. ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

Одно значение измеряемой величины (отдельный результат прямого измерения), получаемое в процессе измерительного эксперимента, называется *наблюдением*. Окончательный результат измерения в общем случае находят, выполняя обработку нескольких наблюдений.

Процедура *обработки* заключается в общем случае в выполнении нескольких операций: исключение из ряда полученных наблюдений явно ошибочных, определение числового значения (оценки) собственно результата измерения (для косвенных измерений — по функциональной зависимости искомой величины от исходных), проведение статистической обработки, нахождение показателей точности измерения (оценки погрешности), выбор формы представления окончательного результата. При однократных (одинокных) прямых измерениях результат измерения совпадает с наблюдением.

Запись окончательного (обработанного) результата любого измерения должна содержать численное значение результата, оценку суммарной погрешности измерения и значение доверительной вероятности $p_{\text{дов}}$, соответствующее этой погрешности. Например, корректная запись результата измерения сопротивления R может выглядеть так:

$$R = 106,2 \text{ Ом}; \Delta = \pm 2,5 \text{ Ом}; p_{\text{дов}} = 1.$$

Погрешность результата следует записывать одной или двумя значащими цифрами, причем вес младшего значащего разряда в числе результата измерения должен совпадать с весом младшего значащего разряда в числе погрешности. Скажем, неправильно записывать окончательный результат измерения напряжения таким образом: $U = 224,6 \text{ В}; \Delta = \pm 5 \text{ В}; p_{\text{дов}} = 1$.

1.4.1. Обработка прямых измерений

Различают однократные (одинокные) и многократные (множественные) прямые измерения.

Однократные измерения — это самые простые по выполнению и обработке — наиболее распространены в практике технических измерений — и означают получение окончательного результата по одному разовому наблюдению (отсчету).

Рассмотрим вопрос определения оценок основной, дополнительной (вызванной одной ВВ — температурой окружающей среды) и суммарной инструментальных погрешностей. Предположим, цифровым мультиметром с диапазоном измерения переменных напряжений $0 \dots 400 \text{ В}$ получен результат измерения действующего значения напряжения в электрической цепи: $U = 220,0 \text{ В}$. Класс точности прибора (предельное значение основной абсолютной погрешности Δ_n) на этом диапазоне задан таким образом:

$$\Delta_n = \pm (0,005 X_k + 0,005 X),$$

где X_k — верхнее значение диапазона измерения (в нашем случае $X_k = 400 \text{ В}$); X — измеренное значение ($220,0 \text{ В}$).

В паспорте на прибор записано «... дополнительная погрешность на каждые 10°C отклонения от номинальной температуры $+20^{\circ}\text{C}$ равна половине основной погрешности в пределах диапазона рабочих температур окружающей среды от 0 до $+50^{\circ}\text{C}$ ». Температура окружающей среды во время эксперимента была зафиксирована равной $+35^{\circ}\text{C}$. Все остальные ВВ, допустим, находились в пределах своих нормальных значений.

Для решения задачи воспользуемся наиболее простым (детерминированным) подходом — оценкой по наихудшему случаю, т.е. определим максимально возможные значения погрешностей при заданных условиях с доверительной вероятностью $p_{\text{дов}} = 1$. Предельное значение основной абсолютной погрешности:

$$\Delta_0 = \pm(0,005 \cdot 400 + 0,005 \cdot 220) = \\ = \pm(2,0 + 1,1) = \pm 3,1 \text{ В.}$$

Предельное значение дополнительной абсолютной погрешности Δ_d определяется так:

$$\Delta_d = \frac{(1/2)\Delta_0(35 - 20)}{10} = \pm \frac{(1/2)3,1 \cdot 15}{10} \approx \pm 2,3 \text{ В.}$$

Суммарные инструментальная абсолютная Δ и относительная δ погрешности результата измерения:

$$\Delta = \Delta_0 + \Delta_d \approx \pm(3,1 + 2,3) \approx \pm 5,4 \text{ В;}$$

$$\delta \approx \pm \frac{5,4}{220} 100 \approx \pm 2,5 \text{ \%}.$$

Напомним, что реальные погрешности могут иметь любые конкретные значения, не превышающие этих рассчитанных предельных значений.

Правильная запись окончательного результата этого измерения выглядит так:

$$X = 220,0 \text{ В; } \Delta = \pm 5,4 \text{ В; } p_{\text{дов}} = 1,$$

где X — результат измерения; Δ — предельное значение суммарной инструментальной абсолютной погрешности; $p_{\text{дов}}$ — доверительная вероятность того, что реальное значение погрешности не превысит рассчитанного значения Δ (реальная инструментальная погрешность в данном эксперименте ни при каких обстоятельствах не может превысить по модулю значения $5,4 \text{ В}$).

Отметим, что расчет суммарной погрешности результата измерения в общем случае предполагает нахождение максимально возможного числа составляющих (основной и дополнительной инструментальных, методической, взаимодействия, субъективной).

1.4.2. Многократные прямые измерения

В многократных (множественных) прямых измерениях получают ряд наблюдений (в общем случае различных) одной и той же физической величины. При этом возможны две постановки задачи.

Первая постановка задачи: измеряемая величина неизменна, а множество различных наблюдений (отдельных результатов измерения) вызваны, скажем, наличием у инструмента заметных случайных погрешностей. И тогда решаются вопросы, что принять за измеренное значение (за окончательный результат измерения) и как оценить суммарную погрешность результата.

Вторая постановка задачи: сама измеряемая величина случайна и тогда решается вопрос определения оценки математического ожидания этой случайной величины и оценки ее среднего квадратического отклонения. Математический аппарат решения обеих задач фактически общий, однако, существо постановки принципиально разное.

Рассмотрим только первый случай, как более распространенный в практике технических измерений. Допустим, имеем ряд наблюдений $x_1, x_2, \dots, x_n$, полученных одним прибором при измерении одной и той же неизменной величины X . Прибор имеет только случайную погрешность (его систематической погрешностью можно пренебречь $\Delta_c = 0$). Тогда оценкой X^* истинного значения измеряемой величины, т.е. результатом измерения, следует считать среднее арифметическое всех исходных наблюдений x_i :

$$X^* = \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n}.$$

Если же систематической погрешностью Δ_c пренебречь нельзя и ее значение, предположим, известно, то необходимо скорректировать полученный результат:

$$X^* = \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n} - \Delta_c.$$

Если значение систематической погрешности Δ_c неизвестно, задача не имеет корректного решения.

Мерой достоверности найденной оценки X^* служит оценка среднего квадратического отклонения σ^* (сигма малая) этого среднего арифметического X^* :

$$\sigma^* = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - X^*)^2}{n(n-1)}}.$$

Рассмотрим пример. Предположим, получен ряд наблюдений (результатов одиночных прямых измерений) действующего значения переменного напряжения U_i в электрической цепи вольтметром, имеющим заметную случайную погрешность:

Номер отсчета ..	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
U_i , В	218	214	210	212	204	214	208	212	218	222	220	216

Предполагая, что у вольтметра есть только случайная погрешность (систематическая отсутствует, т.е. $\Delta_c = 0$), а измеряемая величина за время наблюдения не изменялась, можно найти оценку окончательного результата измерения X^* и оценку среднего квадратического отклонения σ^* этого результата.

В соответствии с приведенными выше выражениями вычислим искомые значения: $X^* = 214,0$ В; $\sigma^* = 1,5$ В. Для случая, скажем, нормального закона распределения случайной погрешности, задаваясь конкретным значением доверительной вероятности $p_{\text{дов}}$, можно легко найти абсолютную погрешность Δ . Например, при требуемой доверительной вероятности $p_{\text{дов}} = 0,95$ значение абсолютной погрешности составляет $\Delta = \pm 2 \cdot 1,5 = \pm 3,0$ В, а для вероятности $p_{\text{дов}} = 0,997$ значение абсолютной погрешности составляет $\Delta = \pm 3 \cdot 1,5 = \pm 4,5$ В.

1.4.3. Обработка косвенных измерений

Косвенные измерения в практике электрических измерений встречаются довольно часто. Вопрос оценки погрешности результата измерения — один из важнейших в таких экспериментах. Имея подробную исходную информацию о применяемых средствах измерения, измеряемых величинах и условиях проведения эксперимента, можно достаточно строго решить задачу оценки суммарной погрешности результата измерения. Правда, требуется четко оговаривать все допущения. Возможны два подхода к решению этой задачи: детерминированный и вероятностный, рассмотрим первый подход.

Детерминированный подход (иногда называемый методом наихудшего случая) более характерен для обычных технических измерений и экспресс-измерений с их обычно упрощенными моделями процессов и подходами. Перед рассмотрением этого подхода оговорим необходимые допущения:

а) инструменты исправны, имеют реальные погрешности, соответствующие своим классам точности. Причем их погрешности — только систематические, т.е. не меняющиеся в течение данного эксперимента. Случайных погрешностей нет;

б) исходные измеряемые величины характеризуются неизменными (в течение данного эксперимента) значениями основных параметров;

- в) условия работы СИ — нормальные или рабочие;
 - г) функциональная зависимость искомой величины Y от исходных величин X_i известна достаточно точно;
 - д) оператор имеет достаточную квалификацию.
- Если интересующая нас величина Y связана с исходными величинами X_i известной функциональной зависимостью F :

$$Y = F(X_1, X_2, \dots, X_n)$$

и предельные значения абсолютных погрешностей Δ_i определения каждой исходной величины X_i известны, то предельное значение абсолютной погрешности Δ_Y результата измерения искомой величины Y в общем случае можно определить по так называемой формуле накопления частных погрешностей:

$$\Delta_Y = \sum_{i=1}^n \frac{dF}{dX_i} \Delta_i,$$

где $\frac{dF}{dX_i}$ — частные производные функционала F по каждой исходной величине в точках, соответствующих найденным значениям величин X_i ; Δ_i — предельные значения абсолютных погрешностей определения исходных величин X_i .

Рассмотрим два частных, но довольно распространенных, случая функциональной зависимости F .

Первый частный случай — функционал F имеет вид суммы. Если функциональная зависимость имеет вид

$$Y = \sum_{i=1}^n a_i X_i,$$

где a_i — коэффициенты функциональной зависимости, то предельное значение абсолютной погрешности Δ_Y определяется по формуле

$$\Delta_Y = \sum_{i=1}^n a_i \Delta_i.$$

Относительная погрешность δ_Y , %, при этом может быть найдена обычным образом:

$$\delta_Y = \frac{\Delta_Y}{Y} 100.$$

Например, если $Y = 5X_1 + 2X_2 + X_3$, то $\Delta_Y = 5\Delta_1 + 2\Delta_2 + \Delta_3$.

Второй частный случай — функционал F имеет вид произведения. Если функциональная зависимость имеет вид

$$Y = \prod_{i=1}^n X_i^{a_i},$$

где Π — знак произведения n сомножителей; α_i — коэффициенты — показатели степени исходных величин X_i , то предельное значение относительной погрешности δ_Y определяется по формуле

$$\delta_Y = \sum_{i=1}^n \alpha_i \delta_i,$$

где δ_i — предельные значения относительных погрешностей определения исходных величин X_i .

Предельное значение абсолютной погрешности Δ_Y затем находится обычным образом:

$$\Delta_Y = \frac{\delta_Y Y}{100}.$$

Например, если функционал Y имеет вид

$$Y = \frac{X_1^2 X_2^3}{X_3^5},$$

то значение относительной погрешности

$$\delta_Y = 2\delta_1 + 3\delta_2 + 5\delta_3.$$

И хотя формально третье слагаемое должно входить в сумму со знаком минус, но, поскольку предельные значения отдельных погрешностей практически всегда симметричны ($\pm$), то в худшем случае (самое неблагоприятное сочетание значений и знаков всех составляющих) предел общей погрешности есть сумма модулей отдельных составляющих.

1.4.4. Расчет погрешности результата косвенного измерения

Рассмотрим пример расчета погрешности результата косвенного измерения активной мощности с помощью амперметра на нагрузке с известным значением сопротивления. При известных и постоянных значениях тока I в нагрузке и сопротивления R нагрузки активная мощность P равна:

$$P = I^2 R.$$

Значения величин I и R измеряются различными приборами со своими конкретными погрешностями, определяемыми, в частности, их классами точности. Погрешности этих исходных результатов могут быть найдены на основе паспортных данных и показаний используемых приборов (амперметра и омметра).

Как показано ранее, для такого частного случая функциональной зависимости (функционал в виде произведения) суммарная предельная относительная погрешность δ может быть найдена как

сумма предельных относительных погрешностей определения значения каждой составляющей с учетом их вклада в функционал:

$$\delta = 2\delta_I + \delta_R.$$

Предположим, что предельные относительные погрешности определения исходных величин, найденные по результатам прямых измерений тока и сопротивления и паспортным данным приборов, равны, соответственно, $\delta_I = \pm 1,5\%$; $\delta_R = \pm 1\%$. Тогда суммарная предельная относительная погрешность δ результата косвенного измерения мощности запишется в виде

$$\delta = \pm(2 \cdot 1,5 + 1) = \pm 4\%.$$

Абсолютная суммарная погрешность Δ при уже найденном результате вычисления мощности P может быть найдена обычным образом:

$$\Delta = \frac{\delta P}{100}.$$

Конечно, в общем случае необходимо учитывать не только инструментальные погрешности (погрешности собственно приборов), но и возможные методические.

Контрольные вопросы

1. Дайте определения следующим погрешностям:

- систематическая и случайная;
- аддитивная и мультипликативная;
- погрешность взаимодействия;
- субъективная;
- динамическая.

Приведите примеры.

2. Какому соотношению двух величин (типа «сила», «напряжение») соответствует значение 120 дБ?

3. Что означают термины «декада» и «октава» в измерительной технике?
4. Щитовым вольтметром с диапазоном измерения 0... 300 В и классом точности 1,5 (т.е. с пределом приведенной погрешности $\pm 1,5\%$) в нормальных условиях получен результат измерения $U = 200$ В. Определите предельную инструментальную абсолютную и относительную погрешности.

5. Как называется погрешность, которая вызвана изменением влияющих величин (например, температуры) за пределы нормальных значений?

6. Как называется кратная единица (приставка), равная 10^{12} , и как называется дольная единица (приставка), равная 10^{-12} ?

7. Сколько основных и дополнительных единиц в Международной системе единиц (SI)? Попытайтесь перечислить их. Какая из приведенных ниже единиц является основной в этой системе: ньютон, килограмм, паскаль или джоуль?

8. Класс точности контактного цифрового термометра $\Delta = \pm(0,01R + 0,01FS)$, °C. Найдите предельные значения абсолютной и относитель-

ной погрешностей, если показания прибора $\theta = +250^{\circ}\text{C}$, диапазон измерения $0 \dots +1000^{\circ}\text{C}$, условия проведения эксперимента — нормальные.

9. Класс точности (предел основной приведенной погрешности) шитового амперметра 2,5. Диапазон измерения $0 \dots 200\text{ А}$. Показания амперметра $I_x = 50\text{ А}$. Оцените предел основной инструментальной относительной погрешности.

10. Как определяется относительная погрешность взаимодействия прибора и источника сигнала при измерении вольтметром напряжения постоянного тока?

11. Что такое косвенные измерения? Приведите примеры.

12. Оцените аддитивную и мультипликативную составляющие основной инструментальной погрешности, а также суммарную основную погрешность результата измерения напряжения, если класс точности цифрового вольтметра задан таким образом: $\Delta = \pm(1,0\% \text{ результата измерения} + 0,5\% \text{ диапазона измерения})$; диапазон измерения $0 \dots 100\text{ В}$; показания прибора — 50 В .

ГЛАВА 2

ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ И ЦЕПЕЙ

2.1. ПАРАМЕТРИЧЕСКОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Периодические сигналы электрических напряжений, токов, мощностей (как и некоторые элементы и характеристики электрических цепей) могут быть выражены числовыми значениями (параметрическое представление), а могут быть описаны функциями (функциональное представление). На рис. 2.1, *а* показан пример параметрического представления — показание индикатора цифрового мультиметра при измерении действующего значения сетевого напряжения, а на рис. 2.1, *б* — пример функционального представления — изображение кривой этого же сигнала напряжения на экране электронно-лучевого осциллографа.

Параметрическое представление характерно для статических (упрощенных) моделей объектов и процессов, а функциональное представление, наоборот, отражает динамические взгляды и подходы.

Рассмотрим некоторые основные параметры и характеристики периодических электрических сигналов и цепей.

На рис. 2.2 представлены некоторые основные параметры периодических сигналов. Периодические сигналы напряжения, тока и мощности характеризуются временными и амплитудными параметрами (параметрами уровня).

К первой группе (временных параметров) относятся период T , частота сигнала f , фазовый сдвиг φ , а также связанные с ними параметры, например, круговая частота ω , а также $\cos \varphi$ (если речь идет о двух синусоидальных сигналах одной частоты).

Период T сигнала — длительность одного полного цикла изменения сигнала, измеряется в единицах времени [секундах (с), миллисекундах (мс), микросекундах (мкс) и т.д.].

Частота f сигнала — число периодов сигнала в единицу вре-

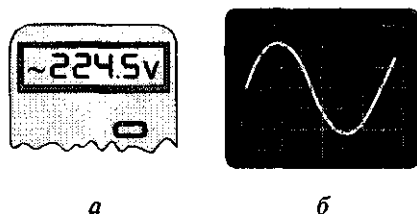


Рис. 2.1. Параметрическое (*а*) и функциональное (*б*) представления сигналов



Рис. 2.2. Параметрическое представление периодических сигналов

мени (чаще всего в секунду). Частота — это величина, обратная периоду $f = 1/T$. Основная единица измерения частоты — герц (Гц): $1 \text{ Гц} = 1/\text{с}$. Кроме основной единицы (Гц) используются кратные единицы: килогерц (кГц), мегагерц (МГц) и др. В нашей стране номинальное значение частоты электрической сети — 50 Гц. При этом номинальное значение периода $T = 1/f = 1/50 = 0,02 \text{ с} = 20 \text{ мс}$.

Фазовый сдвиг ϕ характеризует относительный временной сдвиг двух синусоидальных сигналов одной частоты и выражается в градусах (например $\phi = 30^\circ$).

Круговая (угловая) частота ω связана с частотой f соотношением: $\omega = 2\pi f$, измеряется в радианах в секунду (рад/с). Период T сигнала при этом $T = 360^\circ$ или $T = 2\pi$ радиан ($\pi \approx 3,14$).

Для периодических сигналов, близких по форме к прямоугольной, к временным параметрам относят также длительность импульса Δt_n и скважность Q , представляющую собой отношение периода сигнала T к длительности импульса Δt_n :

$$Q = T/\Delta t_n.$$

К параметрам уровня относятся максимальное (амплитудное, пиковое), среднее, среднее выпрямленное и среднее квадратическое (действующее, ранее использовался термин эффективное) значения сигнала. Из них самым важным и полезным для оценки особенностей электрического сигнала является среднее квадратическое (действующее) значение — СКЗ (Root Mean Square — RMS), так как именно оно определяет способность совершать работу,

действовать (нагревать, двигать, светить и т. п.). Подавляющее большинство измерительных приборов, предназначенных для работы с периодическими напряжениями и токами, градуируются в средних квадратических (действующих) значениях при синусоидальном сигнале.

К параметрам уровня относятся также *коэффициенты амплитуды и формы, коэффициент гармонических искажений, коэффициент мощности* ($\cos \varphi$).

При использовании статических моделей процессов (в статических измерениях) все указанные параметры сигналов предполагаются неизменными во времени.

2.1.1. Напряжения и токи

На рис. 2.3 показана разница в определении некоторых параметров уровня на примере периодического напряжения $u(t)$ с периодом T .

Среднее значение напряжения (U_c) определяется по формуле

$$U_c = \frac{1}{T} \int u(t) dt.$$

Среднее значение периодического сигнала, не имеющего постоянной составляющей (довольно распространенный случай), равно нулю, поэтому не интересно.

Среднее выпрямленное значение напряжения ($U_{c.в}$) определяется по формуле

$$U_{c.в} = \frac{1}{T} \int |u(t)| dt.$$

Если функции периодических (необязательно синусоидальных) сигналов напряжения $u(t)$ и тока $i(t)$ известны, то усредненные на периоде T *средние квадратические (действующие) значения* напряжения $U_{c.к}$ и тока $I_{c.к}$ вычисляются следующим образом:

$$U_{c.к} = \sqrt{\frac{1}{T} \int u^2(t) dt};$$

$$I_{c.к} = \sqrt{\frac{1}{T} \int i^2(t) dt}.$$

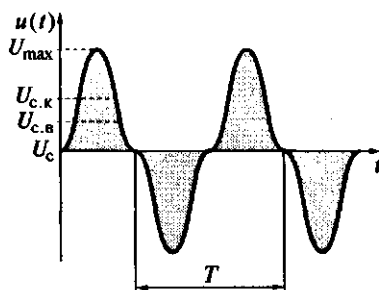


Рис. 2.3. Периодический сигнал

2.1.2. Коэффициенты амплитуды и формы

Характер периодического сигнала, его форма, степень его не-синусоидальности могут быть в простейшем виде оценены *коэффициентами амплитуды* k_a и *формы* k_Φ :

$$k_a = \frac{U_{\max}}{U_{\text{с.к}}}; \quad k_\Phi = \frac{U_{\text{с.к}}}{U_{\text{с.в}}}.$$

Для случая синусоидального сигнала (рис. 2.4, а) значения коэффициентов амплитуды и формы равны, соответственно, $k_a = \sqrt{2} = 1,41$; $k_\Phi = 1,11$. Сигналы других форм могут иметь значения коэффициентов k_a и k_Φ , сильно отличающиеся от указанных для синусоидального сигнала. Например, для несинусоидального сигнала (рис. 2.4, б) $k_a = 2$; $k_\Phi = 1,2$, а для прямоугольного сигнала (рис. 2.4, в) $k_a = 1$; $k_\Phi = 1$.

Знание особенностей исследуемого сигнала, специфики электрической цепи, возможностей и характеристик используемых приборов поможет избежать серьезных ошибок при измерениях. Например, типичный аналоговый универсальный измерительный прибор (тестер) содержит магнитоэлектрический измерительный механизм и полупроводниковый одно- или двухполупериодный выпрямитель, т. е. реагирует на средние выпрямленные значения переменных напряжений и токов, а не на действующие, как это чаще всего требуется. Такой измеритель дает удовлетворительные результаты измерения действующего значения только при форме сигналов, близкой к синусоидальной, а например, в случае сигнала, похожего на прямоугольный (см. рис. 2.4, в), ошибка в определении действующего значения может составить около 10 %.

Еще одной возможностью охарактеризовать степень несинусоидальности (или степень искажения синусоидальности) периодических сигналов является использование понятия *коэффициента гармонических искажений* кривой напряжения или тока. Этот коэффициент показывает, насколько велик вклад высших (т. е. частоты, большей, чем основная) гармоник в искажение формы, и выражается в процентах. Чем меньше значение этого коэффициента,

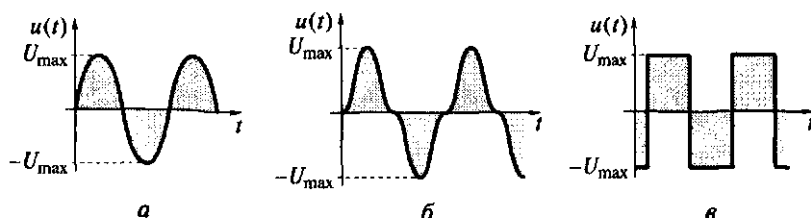


Рис. 2.4. Синусоидальный (а), несинусоидальный (б) и прямоугольный (в) сигналы

тем лучше, тем ближе форма сигнала к синусоидальной. Для чисто синусоидального сигнала основной частоты значение этого коэффициента было бы равно нулю.

2.1.3. Коэффициент мощности k_m и $\cos \varphi$

Два периодических сигнала одной частоты (например, напряжения и тока в цепи) могут быть сдвинуты во времени по отношению друг к другу на некоторый интервал Δt . Если сигналы синусоидальны, то можно говорить об угле сдвига фаз (фазовом сдвиге) φ (рис. 2.5).

Фазовый сдвиг φ измеряется обычно в градусах, $^\circ$:

$$\varphi = \frac{\Delta t}{T} 360,$$

где Δt — временной сдвиг между сигналами; T — период.

Параметры $\cos \varphi$ и коэффициент мощности k_m (Power Factor — PF) определяют эффективность преобразования, передачи и использования электрической энергии. Чем ближе к единице значения этих параметров, тем лучше (т.е. тем выше эффективность использования электрической энергии).

Формально понятие $\cos \varphi$ можно использовать только для синусоидальных сигналов. Однако на практике им часто пользуются в предположении, что форма реальных сигналов достаточно близка к синусоиде.

Нагрузка в реальной электрической цепи не является ни чисто активной, ни чисто реактивной, а представляет собой комплексное сопротивление. Если нагрузка имеет индуктивный характер (т.е. комплексное сопротивление нагрузки содержит активную и индуктивную составляющие), то синусоидальный ток в цепи отстает от приложенного синусоидального напряжения на некоторый угол φ , определяемый соотношением активной и индуктивной составляющих. При емкостном характере нагрузки ток в цепи опережает напряжение на угол, также зависящий от соотношения активной и емкостной составляющих. Именно угол φ определяет соотношение между активной и реактивной мощностями. Чем ближе к нулю значение φ (чем ближе к единице значение $\cos \varphi$), тем лучше.

Для более общего случая, т.е. для сигналов любых форм, применяется понятие *коэффициента мощности* k_m , который определяется отношением активной мощности P к полной S . Коэффициент k_m находится так:

$$k_m = P/S = P/(U_{с.к} I_{с.к}).$$

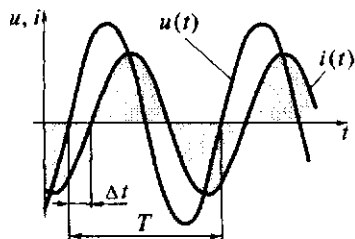


Рис. 2.5. Фазовый сдвиг

2.1.4. Мощность и энергия

Полная мощность S определяется произведением действующих значений напряжения $U_{с.к}$ и тока $I_{с.к}$ и равна геометрической сумме активной P и реактивной Q мощностей:

$$S = U_{с.к} I_{с.к} = \sqrt{P^2 + Q^2}.$$

Активная мощность — это та полезная составляющая полной мощности, которая потребляется (безвозвратно) нагрузкой, в отличие от реактивной мощности, которая не потребляется, а (как правило) бесполезно «гуляет» в цепи. Например, в случае чисто реактивной нагрузки (активной составляющей полного сопротивления нет, допустим, нагрузка чисто индуктивная) в электрической цепи течет переменный ток, но энергия при этом не расходуется на полезную деятельность, а периодически преобразуется из электрической энергии в энергию магнитного поля и обратно. Значительная реактивная мощность требует большего сечения проводников, нагревает провода и контакты, сушит изоляцию.

В частном случае неизменных действующих значений синусоидальных напряжения $U_{с.к}$ и тока $I_{с.к}$, периода T , сдвига фаз φ между кривыми напряжения $u(t)$ и тока $i(t)$ активная мощность P и реактивная мощность Q (как параметры, т.е. как значения, числа), соответственно, равны:

$$P = U_{с.к} I_{с.к} \cos \varphi; \quad Q = U_{с.к} I_{с.к} \sin \varphi.$$

Реактивная мощность Q , если известны полная S и активная P мощности, может быть найдена по формуле

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2}.$$

Активная мощность P при неизменных действующих значениях напряжения и тока в общем случае (для случая несинусоидальных, т.е. полигармонических сигналов) находится аналогично, но с учетом уже не $\cos \varphi$, а коэффициента мощности k_m :

$$P = U_{с.к} I_{с.к} k_m.$$

Активная энергия W (как значение, число), потребленная на некотором интервале $\Delta t = t_2 - t_1$, есть определенный интеграл функции мощности $p(t)$:

$$W = \int_{t_1}^{t_2} p(t) dt.$$

В частном случае постоянной (т.е. неизменного значения) на некотором интервале Δt мощности P потребленная активная энергия W определяется простым произведением:

$$W = P \Delta t.$$

2.2. ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Периодический сигнал $x(t)$ любой формы может быть функционально представлен по-разному, т.е. в различных областях. Чаще других применяют представление сигналов во временной (в которой сигнал представлен функцией времени) и в частотной (в которой сигнал представлен функцией частоты) областях.

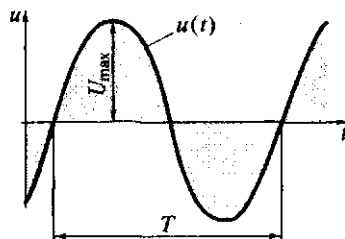


Рис. 2.6. Графическое представление периодического сигнала во временной области

В каждой из этих областей возможны аналитическое или графическое представление. Например, во временной области (наиболее привычной и потому наиболее распространенной) чисто синусоидальный (моногоармонический) сигнал напряжения может быть представлен *аналитически* функцией $u(t)$ следующим образом:

$$u(t) = U_{\max} \sin \omega t,$$

где $U_{\max}$ — амплитудное (максимальное) значение сигнала; ω — круговая частота сигнала ($\omega = 2\pi f = 2\pi/T$); t — текущее время.

Графическое представление — это изображение сигнала в виде графика изменения его мгновенных значений во времени (рис. 2.6).

2.2.1. Напряжения и токи

Для случая двух синусоидальных сигналов одной частоты, например, напряжения и тока в электрической цепи, функциональное представление во временной области выглядит следующим образом:

$$u(t) = U_{\max} \sin \omega t,$$

$$i(t) = I_{\max} \sin(\omega t + \varphi),$$

где φ — фазовый сдвиг функции тока относительно функции напряжения.

Временная и частотная (спектральная) области представления периодического сигнала связаны прямым и обратным преобразованиями Фурье (ПФ) — Fourier Transform. Прямое ПФ позволяет, зная временную функцию сигнала $x(t)$, определить его спектр $S(f)$.

Обратное ПФ, наоборот, дает возможность, зная спектр сигнала $S(f)$, найти временное представление (функцию) самого сигнала $x(t)$.

Спектральный состав напряжений и токов — одна из важных характеристик сигнала, например, при оценке качества поступающей электроэнергии и/или особенностей отдельных потребителей. Он отражает наличие и вклад (обычно в действующих значениях) гармоник более высокой частоты, чем основная — 50 Гц.

2.2.2. Мощность и энергия

Мощность, так же как напряжение и ток, можно представить либо числом, либо функцией времени. Мощность, как функция времени $p(t)$, есть произведение периодических функций напряжения $u(t)$ и тока $i(t)$ одной частоты:

$$p(t) = u(t) i(t).$$

При этом частота данной также периодической функции $p(t)$ вдвое выше частоты исходных сигналов (рис. 2.7).

В самом общем случае усредненная на периоде T активная мощность P (как значение, число) есть интеграл за период T функции $p(t)$ или интеграл произведения функций напряжения $u(t)$ и тока $i(t)$:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) i(t) dt.$$

Графическая иллюстрация поведения мощности $p(t)$ (функции времени) в зависимости от изменения фазового сдвига φ (для синусоидальных сигналов) показана на рис. 2.8.

При нулевом значении φ (что соответствовало бы идеальному варианту — чисто активной нагрузке) активная мощность P максимальна, а реактивная мощность Q отсутствует (см. рис. 2.8, а). Чем

больше фазовый сдвиг φ , тем хуже соотношение между активной и реактивной составляющими общей мощности, тем ниже эффективность использования энергии. Например, если представить чисто индуктивную нагрузку (ток отстает от напряжения на $\varphi = 90^\circ$), то в этом случае (рис. 2.8, в) активная мощность $P = 0$, а реактивная Q — максимальна.

Активная мощность тоже может быть функцией времени $P(t)$. Например, если несколько потребителей электроэнергии (от одного источни-

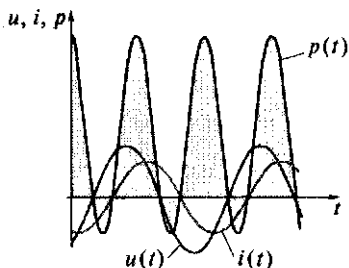


Рис. 2.7. Мощность — функция времени $p(t)$

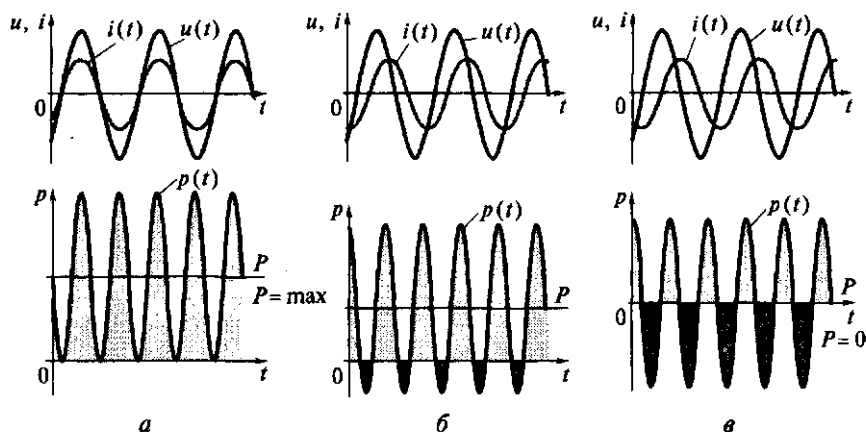


Рис. 2.8. Зависимость активной мощности от угла сдвига фаз:

$a - \varphi = 0$; $б - \varphi = 60^\circ$; $в - \varphi = 90^\circ$

ка) периодически включаются и (или) отключаются (рис. 2.9, а), то, естественно, суммарная активная мощность будет меняться, как показано на рис. 2.9, б.

Активная энергия, как и другие рассмотренные величины, также может быть представлена функцией времени $w(t)$ (см. рис. 2.9, б). Если известно, как ведет себя функция активной мощности $P(t)$, и на некоторых интервалах времени Δt_i ее значения известны и постоянны, то активную энергию W , потребленную на интервале $(t_5 \dots t_1)$, можно найти как сумму произведений $(P_i \Delta t_i)$ (см. рис. 2.9, б):

$$W = \sum_{i=1}^n P_i \Delta t_i.$$

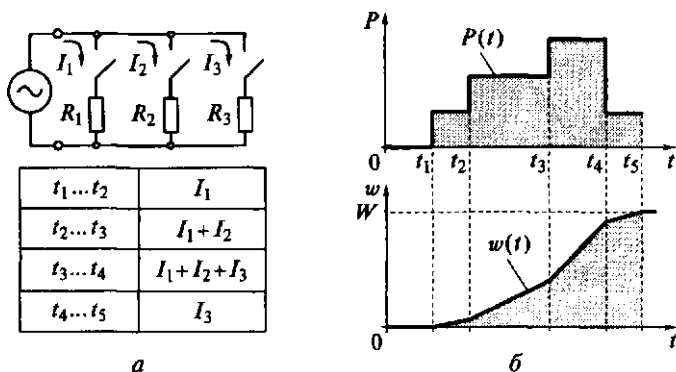


Рис. 2.9. Мощность и энергия:

a — схема; $б$ — функциональные зависимости $P(t)$ и $w(t)$

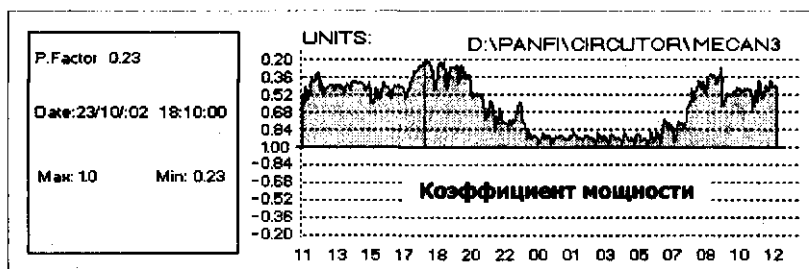


Рис. 2.10. Изменения коэффициента мощности

В общем случае, если функция активной мощности $P(t)$ известна, то энергия W , потребленная на некотором интервале $(t_1 \dots t_0)$, определяется так:

$$W = \int_{t_0}^{t_1} P(t) dt.$$

2.2.3. Коэффициент мощности k_m и $\cos \varphi$

В реальных технологических процессах при обычно изменяющейся во времени нагрузке (включение и отключение нескольких различных потребителей электроэнергии) коэффициент мощности k_m (или $\cos \varphi$) меняется во времени и тоже может быть представлен функцией времени $k_m(t)$. На рис. 2.10 приведен пример реальной диаграммы, зарегистрированной на вводно-распределительном устройстве механического цеха промышленного предприятия в течение суток. Значения функции коэффициента мощности $k_m(t)$ менялись в довольно широком диапазоне — от 1,0 до 0,23.

Отметим, что отрицательные значения коэффициента мощности k_m означали бы емкостной характер нагрузки. Чем ближе значение k_m к единице, тем лучше. При чисто активных потребителях (идеализированный вариант) значение этого коэффициента было бы равно единице.

2.3. ТРЕХФАЗНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ

В основе современной электроэнергетики лежат принципы трехфазного генерирования, передачи, преобразования и потребления электрической энергии.

2.3.1. Напряжения и токи в трехфазной цепи

В трехфазных цепях используются три периодических напряжения синусоидального характера одной частоты (в странах СНГ 50 Гц), которые сдвинуты друг относительно друга на $1/3$ периода T ,

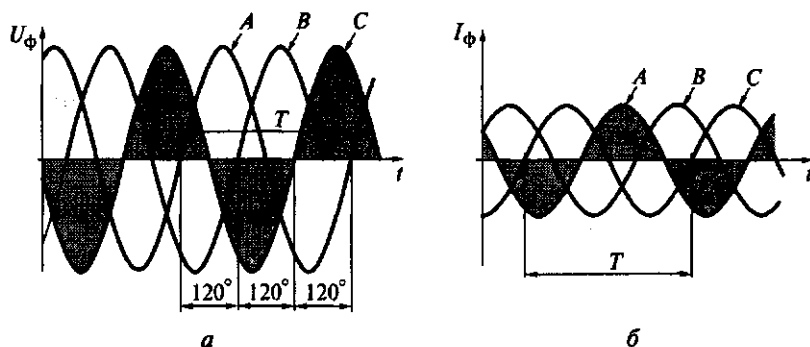


Рис. 2.11. Временные диаграммы:
а — фазных напряжений (U_ϕ); б — фазных токов (I_ϕ)

т.е. на 120° . Временные диаграммы фазных напряжений и токов приведены на рис. 2.11. Первая фаза — А; вторая — В; третья — С.

Наиболее общий случай — четырехпроводное подключение трехфазной нагрузки (нагрузка типа «звезда») к трехфазной сети — показан на рис. 2.12.

Напряжения между нейтральным проводом N и линейными проводами (U_A , U_B , U_C) называют *фазными* (U_ϕ), а напряжения между линейными проводами U_{AB} , U_{BC} , U_{CA} — *линейными* (U_λ). В случае симметричных цепей соотношения между этими напряжениями:

$$U_\lambda = \sqrt{3}U_\phi;$$

$$U_\phi = U_\lambda/\sqrt{3}.$$

В симметричной схеме комплексные сопротивления нагрузки всех фаз Z_A , Z_B , Z_C одинаковы, все фазные напряжения одинаковы, все фазные токи одинаковы, все сдвиги фаз одинаковы:

$$U_A = U_B = U_C = U_\phi = U_\lambda/\sqrt{3};$$

$$I_A = I_B = I_C = I_\phi = U_\phi/Z_\phi.$$

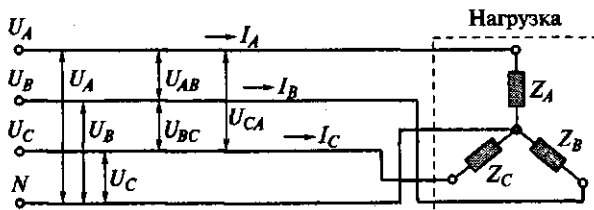


Рис. 2.12. Фазные и линейные напряжения и токи

2.3.2. Мощность и энергия в трехфазной цепи

Если цепь симметрична и напряжения синусоидальны, то суммарные активная P , реактивная Q и полная S мощности определяются утроенными значениями соответствующих фазных (равных) мощностей:

$$P = 3U_{\phi}I_{\phi} \cos \varphi = \sqrt{3}U_{\text{л}}I_{\text{л}} \cos \varphi;$$

$$Q = 3U_{\phi}I_{\phi} \sin \varphi = \sqrt{3}U_{\text{л}}I_{\text{л}} \sin \varphi;$$

$$S = 3U_{\phi}I_{\phi} = \sqrt{3}U_{\text{л}}I_{\text{л}}.$$

При этом значение $\cos \varphi$ есть отношение активного сопротивления R_{ϕ} комплексной фазной нагрузки к ее полному сопротивлению Z_{ϕ} :

$$\cos \varphi = R_{\phi}/Z_{\phi}.$$

В общем случае суммарная активная мощность P_{Σ} потребления трехфазного приемника, если известны активные мощности всех фаз P_1, P_2, P_3 , равна их сумме:

$$P_{\Sigma} = P_1 + P_2 + P_3.$$

Суммарная активная энергия W_{Σ} , потребленная на некотором интервале $\Delta t = t_1 - t_0$, есть определенный интеграл функции суммарной мощности $P_{\Sigma}(t)$:

$$W_{\Sigma} = \int_{t_0}^{t_1} P_{\Sigma}(t) dt.$$

В частном случае постоянной на некотором интервале Δt мощности $P_{\Sigma}(t)$ потребленная активная энергия W_{Σ} определяется простым произведением:

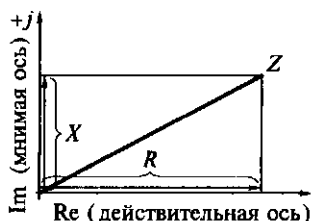
$$W_{\Sigma} = P_{\Sigma}(t)\Delta t.$$

2.4. КОМПЛЕКСНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ

В электроэнергетике, электротехнике, электрических измерениях важным является понятие *комплексного сопротивления* Z .

Реальные нагрузки в электрических цепях переменного тока не бывают чисто активными или чисто реактивными. Детальная эквивалентная схема любого реального электрического устройства содержит как активные, так и реактивные элементы. Например, обмотка обычного трансформатора как минимум состоит из активной и индуктивной составляющих.

Рис. 2.13. Графическое представление комплексной величины Z



Дальнейшее изложение будем вести для случая синусоидальных сигналов. В общем случае любая нагрузка Z может быть представлена отрезком наклонной прямой (рис. 2.13), проекция которой на действительную ось (Real—Re) есть активная составляющая R комплексного сопротивления. Проекция этой прямой на мнимую ось (Imaginary—Im) есть реактивная составляющая IX :

$$Z = \underbrace{\text{Re}}_{\text{действительная часть}} + j \underbrace{\text{Im}}_{\text{мнимая часть}}$$

$$Z = \underbrace{R}_{\text{активная составляющая}} + j \underbrace{X}_{\text{реактивная составляющая}}$$

Скалярное значение комплексного сопротивления Z определяется геометрической суммой активной и реактивной составляющих:

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}.$$

2.4.1. Фазовый сдвиг

Комплексность сопротивления нагрузки Z приводит к фазовому сдвигу между периодическими напряжениями и токами в нагрузке, значение которого зависит от количественного соотношения между активной и реактивной составляющими, а также от частоты сигналов.

На рис. 2.14 приведены некоторые наиболее распространенные примеры простых эквивалентных схем комплексных сопротивлений: активно-индуктивного характера (см. рис. 2.14, а) и активно-емкостного характера (см. рис. 2.14, б и в). В первом случае ток $i(t)$ в нагрузке отстает от напряжения $u(t)$ на угол φ , во втором и третьем случаях ток опережает напряжение.

Фазовый сдвиг φ , °, связан с временным сдвигом Δt и периодом T следующим соотношением:

$$\varphi = \frac{\Delta t}{T} 360.$$

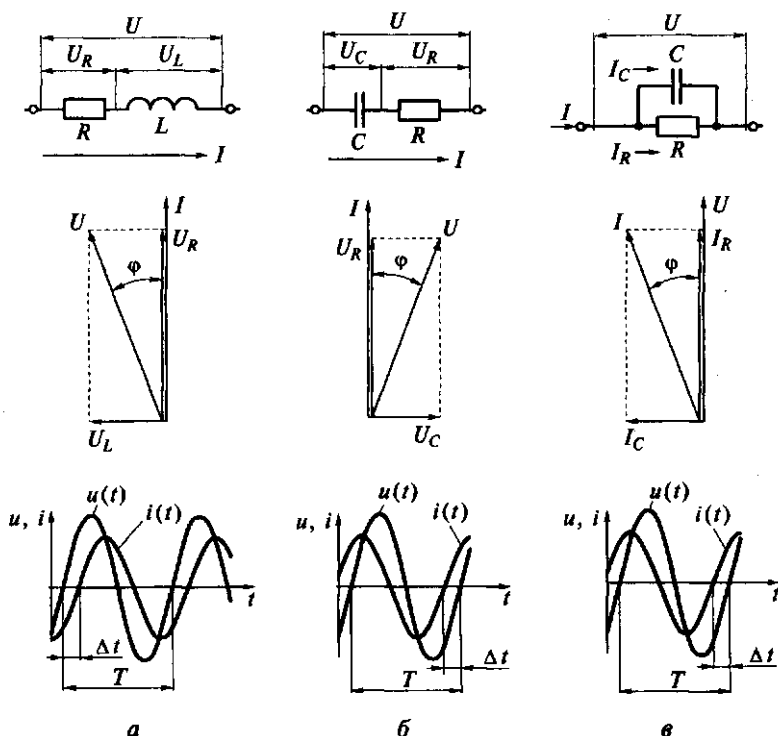


Рис. 2.14. Фазовые сдвиги напряжений и токов:

a — активно-индуктивная нагрузка; *б* и *в* — активно-емкостная нагрузка; U — общее напряжение; R, L, C — соответственно резистор, катушка индуктивности и конденсатор, образующие активную, индуктивную и емкостную составляющие общего комплексного сопротивления; U_R, U_L, U_C — напряжения соответственно на активной, индуктивной и емкостной составляющих; I — общий ток, текущий через комплексное сопротивление; I_R, I_C — токи соответственно в активной и емкостной составляющих; φ — фазовый сдвиг между током I и напряжением U ; $u(t), i(t)$ — функции соответственно напряжения и тока; Δt — временной сдвиг между током I и напряжением U ; T — период

Период T является обратной величиной частоте f напряжения (тока):

$$T = 1/f.$$

Круговая частота ω связана с частотой f следующим соотношением:

$$\omega = 2\pi f.$$

На рис. 2.14 $U_R = IR$; $U_L = Ij\omega L$; $U_C = I \frac{1}{j\omega C}$; $I_R = \frac{U}{R}$; $I_C = Uj\omega C$.

2.4.2. Добротность и тангенс угла потерь

Для оценки близости комплексных сопротивлений к «чистым» реактивностям (чистой индуктивности или чистой емкости) используют понятия добротности Q и тангенс угла потерь $\operatorname{tg}\delta$. Чем больше численное значение добротности Q (или чем меньше $\operatorname{tg}\delta$), тем ближе комплексное сопротивление к идеальной реактивности. Например, для эквивалентной схемы комплексного сопротивления индуктивного характера (см. рис. 2.14, а), чем больше значение добротности Q (или, что то же, чем меньше значение $\operatorname{tg}\delta$), тем ближе комплексное сопротивление к идеальной индуктивности.

Для последовательных эквивалентных схем (как, например, на рис. 2.14, а и б) добротность Q определяется отношением реактивной X составляющей комплексного сопротивления к его активной R составляющей $Q = X/R$. При этом тангенс угла потерь есть обратная величина $\operatorname{tg}\delta = 1/Q = R/X$.

Напомним, что реактивное сопротивление индуктивности $X_L = j\omega L$, а для емкости $X_C = 1/j\omega C$.

Для параллельных эквивалентных схем (как, например, на рис. 2.14, в) добротность Q определяется отношением активной составляющей комплексного сопротивления к его реактивной составляющей $Q = R/X$. При этом тангенс угла потерь также есть обратная величина $\operatorname{tg}\delta = 1/Q = X/R$.

Отметим, что значения добротности Q и тангенса угла потерь $\operatorname{tg}\delta$ не являются постоянными параметрами комплексного сопротивления, а зависят от частоты ω напряжения (или тока).

2.5. НЕСИНУСОИДАЛЬНОСТЬ ФОРМЫ СИГНАЛА

Реальные формы напряжений и токов не являются синусоидальными, а в той или иной степени искажены. Искажения определяются присутствием в сигналах гармоник, т.е. других синусоидальных сигналов, частота которых выше основной. Чем значительнее амплитуды этих гармоник, тем сильнее искажения. Конкретная форма сигнала определяется суммой всех гармоник с учетом их фазовых сдвигов.

Искажение формы сигналов также может характеризоваться или параметрически (числом), или функцией времени и (или) частоты.

2.5.1. Параметрическое представление

Действующее значение U полигармонического (т.е. содержащего много отдельных гармоник) сигнала есть геометрическая сумма действующих значений всех гармоник. Например, общее действующее значение несинусоидального сигнала напряжения определяется по формуле

$$U = \sqrt{U_0^2 + U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2},$$

где U_0 — значение постоянной составляющей (если она присутствует); $U_1, U_2, \dots, U_n$ — действующие значения, соответственно, первой, второй, ..., n -й гармоник.

Количественно искажения могут быть интегрально оценены *коэффициентом несинусоидальности* формы кривой (коэффициентом искажения синусоидальности, коэффициентом общих гармонических искажений — Total Harmonic Distortion — THD). Этот коэффициент выражается несколько по-разному в разных стандартах.

В международном стандарте IEC 555 и ряде национальных стандартов значение THD определено как отношение геометрической суммы действующих значений всех гармоник (кроме первой — основной) до некоторого номера n (например, до 15-й или до 40-й) к геометрической сумме действующих значений всех гармоник (включая первую). Иногда несинусоидальность формы оценивают *коэффициентом гармонических искажений* (КГИ) — отношением геометрической суммы действующих значений всех гармоник (кроме первой — основной) до некоторого номера n к действующему значению основной (первой) гармоники.

В соответствии с ГОСТ 13 109—97 «Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения» допускается также определять коэффициент искажения синусоидальности кривой напряжения K_U отношением геометрической суммы действующих значений всех гармоник, начиная со второй, к номинальному действующему значению фазного напряжения $U_{ном}$.

При любом варианте задания несинусоидальности коэффициенты, характеризующие искажения, выражаются в процентах.

Заметим, что числовое значение коэффициента несинусоидальности кривой (коэффициента гармонических искажений или THD) не позволяет судить о конкретной форме сигнала, а говорит только о количественном вкладе высших гармоник.

2.5.2. Функциональное представление

Как мы уже отмечали, несинусоидальность формы тока и напряжения объясняется тем, что сигналы являются суммой нескольких гармоник (синусоид) различных частот и амплитуд. Чем больше этих составляющих и чем больше их амплитуда, тем значительнее искажения.

Идеальный (синусоидальный) сигнал состоял бы только из одной гармоники — первой (основной).

На рис. 2.15, а приведен пример гармонического состава (набора из пяти исходных гармоник) сигнала тока.

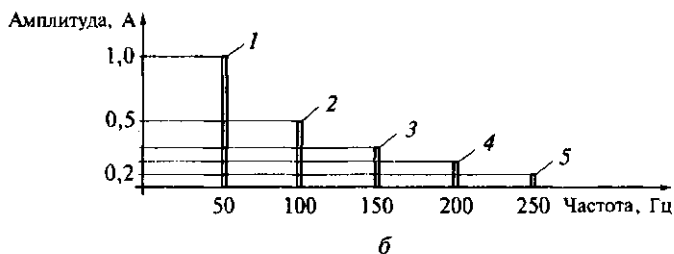
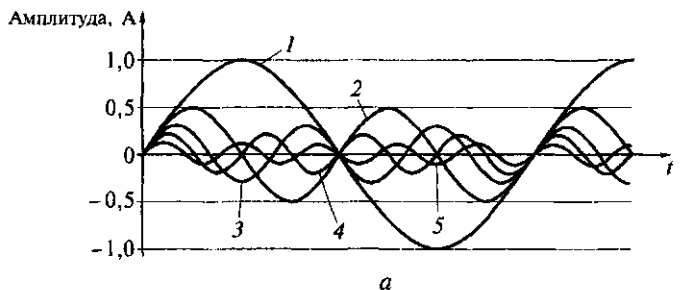


Рис. 2.15. Набор гармоник (а) и амплитудный спектр сигнала (б):
1 — первая гармоника (50 Гц); 2 — вторая гармоника (100 Гц); 3 — третья гармоника (150 Гц); 4 — четвертая гармоника (200 Гц); 5 — пятая гармоника (250 Гц)

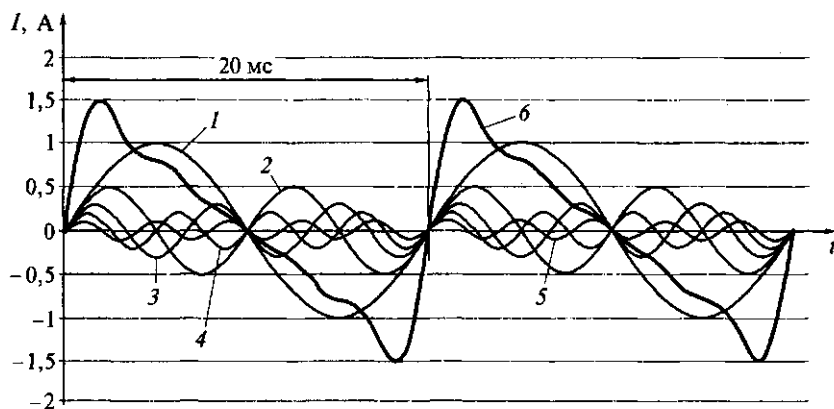


Рис. 2.16. Суммирование пяти гармоник
1 — первая (основная) гармоника частотой 50 Гц и амплитудой 1,0 А; 2 — вторая гармоника частотой 100 Гц и амплитудой 0,5 А; 3 — третья гармоника частотой 150 Гц и амплитудой 0,3 А; 4 — четвертая гармоника частотой 200 Гц и амплитудой 0,2 А; 5 — пятая гармоника частотой 250 Гц и амплитудой 0,1 А; 6 — сумма пяти гармоник

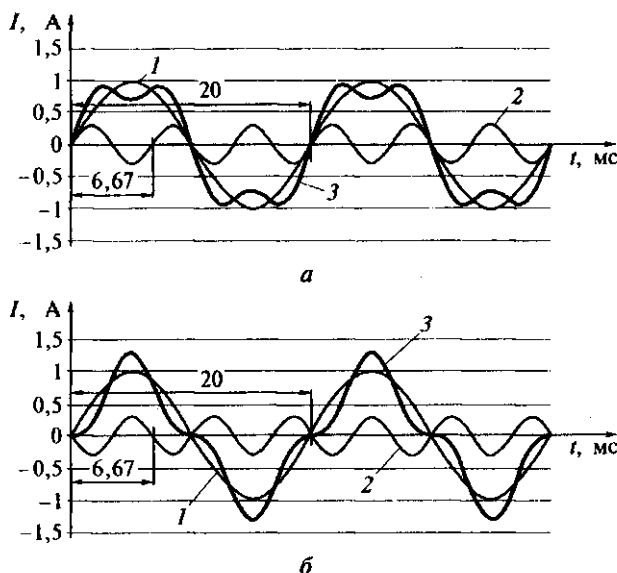


Рис. 2.17. Варианты (а и б) суммирования двух (первой и третьей) гармоник: 1 — первая (основная) гармоника частотой 50 Гц и амплитудой 1,0 А; 2 — третья гармоника частотой 150 Гц и амплитудой 0,3 А; 3 — сумма двух гармоник

Значения частот гармоник, соответственно, равны: первая (основная) — 50 Гц, вторая — 100 Гц, третья — 150 Гц, четвертая — 200 Гц, пятая — 250 Гц. Амплитуды гармоник, соответственно, равны: первая (основная) — 1,0 А, вторая — 0,5 А, третья — 0,3 А, четвертая — 0,2 А, пятая — 0,1 А.

На рис. 2.15, б изображен амплитудный спектр этого сигнала. Конкретная форма сигнала определяется простым суммированием синхронных текущих мгновенных значений всех исходных гармоник. В данном случае, т.е. при таком наборе гармоник и таком варианте их фазовых сдвигов, форма сигнала выглядит так, как показано на рис. 2.16.

Примеры сигналов тока, содержащих две гармоники: первую (основную) — частотой 50 Гц и амплитудой 1,0 А и третью, частотой 150 Гц и амплитудой 0,3 А, приведены на рис. 2.17, а и б.

Различия в формах суммарных сигналов, состоящих из совершенно одинаковых комплектов гармонических составляющих (например, рис. 2.17) вызваны различием начальных фаз исходных гармоник, т.е. разным временным расположением гармоник.

Таким образом, конкретная несинусоидальность (искажение формы) сигналов определяется не только числом исходных гармоник, их амплитудами и частотами, но и начальным фазовым сдвигом, т.е. их фазовым спектром.

2.6. КАЧЕСТВО ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

Качество электроэнергии определяет возможности технологического процесса (особенно, при применении высоких технологий), производительность оборудования, устойчивость и надежность его работы, общие потери энергии и затраты, и в итоге — качество и стоимость продукции объекта.

В некоторых случаях при ухудшении качества электроэнергии возможны аварии и, как следствие, значительный ущерб производству или объектам ЖКХ.

Различные виды электрооборудования по-разному реагируют на искажения напряжения. Например, лампы накаливания, или электрические нагреватели не реагируют на большинство типичных искажений сетевого напряжения. В то же время некоторые потребители довольно капризны и требуют высокого качества электрической энергии.

Среди них, например, станки с электронным (числовым) программным управлением, роботизированные комплексы, различные микропроцессорные контроллеры, оргтехника, персональные компьютеры и др. Причем число таких потребителей в общем составе электрооборудования непрерывно растет. Чем выше технологическая культура на предприятии, тем больше доля таких чувствительных к качеству электрической энергии объектов. Для подобных потребителей даже незначительные искажения сети могут приводить к серьезным последствиям.

Для определения и устранения причин сбоев и нештатной работы такого рода оборудования, для оценки его восприимчивости к конкретным искажениям необходимо владеть методами определения отдельных параметров электрических сигналов и цепей, необходимо иметь (и уметь применять) современную высокопроизводительную микропроцессорную и компьютерную регистрирующую и анализирующую измерительную технику.

В процессе передачи, распределения, преобразования и потребления электрической энергии в электрических сетях и цепях основные параметры переменного сигнала — носителя энергии — могут (что вполне естественно) меняться. Например, форма кривой напряжения, вырабатываемого электрическими станциями, как правило, достаточно близка к синусоидальной (практически это чистый гармонический сигнал), и частота сигнала не сильно отличается от 50 Гц. Но специфический потребитель (например, мощный электропривод технологического объекта с тиристорным управлением) может сильно изменить форму напряжения.

Наиболее вероятными виновниками ухудшения качества электроэнергии могут выступать как энергоснабжающие организации,

так и потребители со специфической нагрузкой. Например, в значительном отклонении частоты сети от номинала виноват поставщик энергии, а в сильной несинусоидальности — скорее всего потребитель с нелинейной нагрузкой.

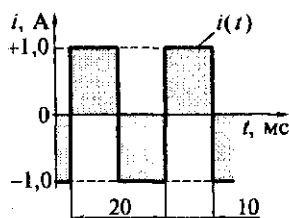
Качество электроэнергии в нашей стране нормируется ГОСТ 13109—97 «Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения».

К основным показателям качества электроэнергии (ПКЭ) относятся: отклонение напряжения; колебания напряжения; несинусоидальность напряжения; несимметрия напряжения; отклонение частоты; провал напряжения; импульс напряжения и временное перенапряжение.

Указанный стандарт устанавливает требования к основным ПКЭ. Если режимы работы электрической сети нормальны, то значения ПКЭ не выходят за пределы нормальных значений.

Контрольные вопросы

1. Чему равен период синусоидального сигнала с частотой 1 кГц?
2. Запишите выражение для среднего выпрямленного значения периодического сигнала.
3. Что такое коэффициенты амплитуды и формы периодического сигнала? Чему равны значения этих коэффициентов для сигналов синусоидальной и прямоугольной форм?
4. Как связаны максимальное и действующее значения для синусоидального сигнала?
5. Фазовый сдвиг между синусоидальными сигналами тока и напряжения в электрической цепи составляет $\varphi = 30^\circ$. Сигналы имеют одинаковую частоту, равную 50 Гц. Чему равен временной сдвиг между этими сигналами?
6. Как найти полную мощность, если известны активная и реактивная мощности в однофазной электрической цепи?
7. Как связаны между собой линейные и фазные значения синусоидальных напряжений в симметричной трехфазной сети?
8. Что характеризуют понятия «добротность» и «тангенс угла потерь»? Запишите выражение добротности для случая комплексного сопротивления индуктивного характера (последовательная схема).



9. Чему равны среднее, среднее выпрямленное, среднее квадратическое значения прямоугольного сигнала тока, показанного на рисунке? Амплитуда сигнала ± 1 А, период 20 мс. Определите также значения коэффициентов амплитуды и формы.

10. Чем обусловлена несинусоидальность формы сигналов напряжений и токов? Приведите примеры. Попробуйте изобразить фор-

му сигнала, содержащего две гармоники одной амплитуды, отличающиеся по частоте в 2 раза.

11. Несинусоидальный периодический сигнал напряжения состоит из постоянной составляющей $U_0 = 1,0$ В, а также двух гармоник, действующие значения которых равны, соответственно, $U_1 = 1,0$ В и $U_2 = 0,5$ В. Чему равно суммарное действующее значение этого несинусоидального сигнала?

ГЛАВА 3

АНАЛОГОВЫЕ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Измерительный прибор (ИП) — наиболее распространенный вид средств измерений. Все ИП можно поделить на две большие группы: аналоговые и цифровые.

Аналоговые измерительные приборы (АИП) — это такие приборы, показания которых являются непрерывной функцией изменения входной измеряемой величины (могушей принимать бесконечное множество значений в определенном диапазоне). Группу АИП можно представить двумя подгруппами: приборы для статических измерений (вольтметры, амперметры, омметры и др.) и приборы для динамических измерений.

Приборы для динамических измерений, в свою очередь, делятся на показывающие АИП (например, электронно-лучевые осциллографы, анализаторы спектра) и регистрирующие приборы (например, самопишущие приборы, светолучевые осциллографы).

В данной главе рассмотрим АИП, предназначенные для статических измерений: электромеханические и электронные ИП.

Электромеханические ИП основаны на преобразовании электрической энергии входного сигнала в механическую энергию углового (реже — линейного) перемещения подвижной части отсчетного устройства. Кроме самостоятельного применения, электромеханические ИП используются также в качестве выходных устройств большинства электронных АИП.

Электронные ИП — это такие АИП, в которых энергия для механического перемещения указателя отсчетного устройства поступает не от источника измеряемого сигнала (как в электромеханических приборах), а от вспомогательного источника энергии, например, от электрической сети, питающей прибор.

3.2. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

Большинство используемых сегодня в технологических процессах стационарных измерительных приборов — это классические аналоговые электромеханические приборы. Их метрологические и

эксплуатационные характеристики вполне достаточны для решения основных задач технических измерений. Широко распространены электромеханические вольтметры, амперметры, омметры, фазометры, ваттметры, счетчики активной и реактивной энергии. В электромеханических измерительных приборах реализованы различные физические принципы, позволяющие преобразовать значение измеряемой величины в пропорциональное отклонение (видимое перемещение) указателя (например, стрелки прибора). Упрощенная классификация электромеханических измерительных приборов приведена на рис. 3.1.



Рис. 3.1. Классификация электромеханических измерительных приборов

Из всего разнообразия конструкций (систем) и схем электромеханических приборов рассмотрим некоторые наиболее распространенные. Эти устройства лежат в основе измерителей самых различных электрических и неэлектрических величин.

3.2.1. Приборы магнитоэлектрической системы

Одной из самых простых (и исторически, пожалуй, самых ранних) систем, используемых при построении электромеханических приборов является магнитоэлектрическая (МЭ).

Конструкция и принцип действия. На рис. 3.2 упрощенно показана конструкция механизма такой системы, которая содержит преобразователь электрической величины (входного измеряемого тока) в механическую (угол отклонения) и отсчетное устройство (указатель и шкалу).

Постоянный магнит 1, магнитопровод 2 и цилиндрический сердечник 3 из магнитомягкого материала создают равномерное радиальное магнитное поле в воздушном зазоре, в котором расположена и может поворачиваться рамка 4 с измеряемым током. Рамка (несколько десятков витков медного провода) жестко связана с осью 5, на которой закреплена стрелка 7. Эти элементы образуют подвижную часть механизма.

Как известно, на проводник с током, находящийся в магнитном поле, действует сила. При протекании измеряемого тока I в рамке, находящейся в магнитном поле зазора, возникает вращающий момент M , равный произведению индукции B магнитного поля

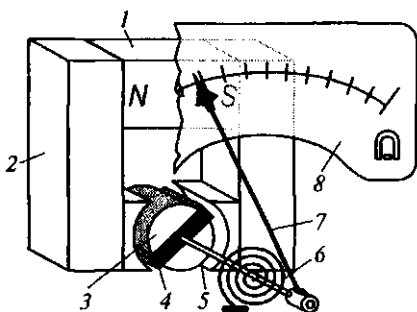


Рис. 3.2. Конструкция магнитоэлектрического механизма:

1 — постоянный магнит; 2 — магнитопровод; 3 — цилиндрический сердечник из магнитомягкого материала; 4 — рамка с измеряемым током; 5 — ось; 6 — спиральная пружина; 7 — стрелка; 8 — шкала

в зазоре, активной (т.е. находящейся в магнитном поле) площади рамки S , числу витков w и току I в рамке:

$$M = BS w I.$$

Отсчетное устройство — стрелка 7 и шкала 8 — преобразует угол отклонения (поворота) рамки α в показания (отсчет). Спиральная пружина 6 служит для создания противодействующего момента $M_{пр}$:

$$M_{пр} = \alpha \Omega,$$

где α — угол поворота подвижной части; Ω — удельный противодействующий момент.

Вращающий момент заставляет рамку поворачиваться. Противодействующий момент направлен навстречу вращающему. В процессе поворота рамки противодействующий момент $M_{пр}$ пропорционально растет. Это происходит до тех пор, пока моменты не станут равными. При $M = M_{пр}$

$$BS w I = \alpha \Omega.$$

Следовательно, угол поворота α имеет вид

$$\alpha = (BS w I) / \Omega.$$

Таким образом, поскольку значения параметров B , S , w , Ω практически постоянны, можно говорить о линейной зависимости угла поворота α (и, следовательно, показаний) МЭ приборов от значения измеряемой величины (в данном случае тока I).

Амперметры и вольтметры. Для измерения малых токов (до 100 мА) используются непосредственно магнитоэлектрические измерительные механизмы. Если требуется измерять токи, превосходящие ток полного отклонения механизма, то применяются шунты (точные резисторы с малым сопротивлением: десятые — тысячные доли ома) — рис. 3.3, а. При этом через измерительный механизм (ИМ) течет ток I_m , представляющий собой только часть измеряемого тока I . Зная соотношение между сопротивлениями рамки ИМ и шунта $R_{ш}$, можно переградуировать шкалу прибора или пересчитать показания в результат измерения.

Схема магнитоэлектрического вольтметра приведена на рис. 3.3, б. Последовательно с ИМ включается резистор R_v с достаточно большим сопротивлением. Добавочные резисторы $R_{д1}$ и $R_{д2}$ обеспечивают несколько диапазонов измерения напряжения $\bar{U}_v$

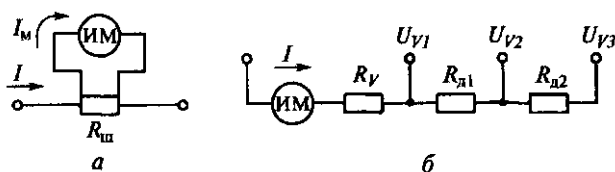


Рис. 3.3. Амперметр (а) и вольтметр (б) магнитоэлектрической системы

($U_{V3} > U_{V2} > U_{V1}$). Ток I через ИМ на любом диапазоне не должен превосходить номинального значения $I_{ном}$ для механизма.

Рассмотрим пример организации многопредельного вольтметра. Предположим, имеется МЭ механизм с сопротивлением $R_{им} = 10 \text{ Ом}$ и номинальным током $I_{ном} = 0,001 \text{ А}$. Тогда для организации на базе такого механизма вольтметра с диапазоном измерения $U_1 = 1 \text{ В}$ необходимо включить последовательно с механизмом резистор R_V с таким сопротивлением, которое обеспечит при измеряемом напряжении $U_1 = 1 \text{ В}$ ток через механизм $I_{ном} = 1,0 \text{ мА}$. Найдем значение этого сопротивления:

$$R_V = (U_1 / I_{ном}) - R_{им} = (1 : 0,001) - 10 = 990 \text{ Ом}.$$

Если мы теперь имеем МЭ вольтметр с диапазоном измерения $U_1 = 1 \text{ В}$ и с внутренним сопротивлением $R_{вн} = R_{им} + R_V = 1 \text{ кОм}$, то для расширения предела измерения до $U_2 = 10 \text{ В}$ необходимо включить последовательно добавочный резистор сопротивлением $R_{д1} = 9 \text{ кОм}$. Для расширения предела измерения до $U_3 = 100 \text{ В}$ (т.е. организации еще одного диапазона) необходимо подключить последовательно с имеющимся резистором $R_{д1}$ еще один добавочный резистор $R_{д2} = 90 \text{ кОм}$. Таким образом, получаем схему многопредельного вольтметра постоянного тока (см. рис. 3.3, б).

Особенности магнитоэлектрических приборов. Приборы МЭ системы, по сравнению с другими электромеханическими приборами, имеют ряд преимуществ. Это более высокая точность и чувствительность; равномерная (линейная) шкала; сравнительно малое собственное потребление энергии от источника сигнала; практическое отсутствие влияния внешних магнитных полей (так как собственное поле в зазоре значительно). Есть и недостатки. Это возможность работы ИМ только на постоянном токе; сравнительная сложность реальной конструкции; заметная чувствительность к перегрузкам, механическим воздействиям, ударам, вибрации; изменение упругих свойств пружины со временем, а также зависимость показаний от изменения температуры окружающей среды.

Современные реальные конструкции, конечно, сложнее рассмотренной.

Обозначение МЭ системы на шкалах приборов:



Пример магнитоэлектрического прибора. В качестве примера современного прибора МЭ системы рассмотрим вольтамперметр М 2044, выпускаемый ПО «Электроточприбор» (г. Омск). Он предназначен для измерения тока и напряжения в цепях постоянного тока. Этот многопредельный прибор обеспечивает измерения с высокой точностью и чувствительностью в широких диапазонах изменений токов и напряжений.

Технические характеристики вольтамперметра М 2044

Диапазоны измеряемых постоянных напряжений	0... 15 мВ/30 мВ/75 мВ/0,15 В/ 0,3 В/0,75 В/1,5 В/3 В/7,5 В/15 В/ 30 В/75 В/150 В/300 В/600 В
Диапазоны измеряемых постоянных токов	0... 75 мА/150 мА/300 мА/0,75 А/ 1,5 А/3 А/7,5 А/15 А/30 А
Класс точности, %	0,2
Шкала прибора	Равномерная, зеркальная, число делений 150, длина 150 мм
Габаритные размеры, мм	243 × 200 × 100

3.2.2. Приборы выпрямительной системы

Из выражения для вращающего момента M следует, что приборы МЭ системы непосредственно могут быть использованы только для работы с постоянными напряжениями и токами, а для работы в цепях переменного тока им требуются преобразователи переменного тока в постоянный — выпрямители (детекторы). Могут применяться разные типы детекторов: амплитудного значения, среднего выпрямленного значения, среднего квадратического (действующего) значения. Наиболее распространены в простых аналоговых электромеханических приборах детекторы среднего выпрямленного значения как самые простые и дешевые.

На рис. 3.4, *а* показан вариант схемы вольтметра переменного напряжения с двухполупериодным выпрямителем, а на рис. 3.4, *б* —

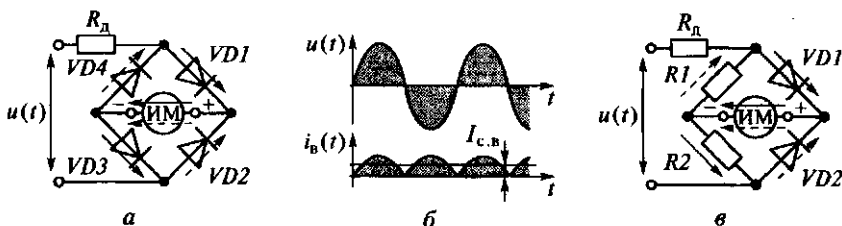


Рис. 3.4. Схемы (*а*, *в*) вольтметра среднего выпрямленного значения, временные диаграммы (*б*)

временные диаграммы входного напряжения $u(t)$ и выпрямленного тока $i_n(t)$ через магнитоэлектрический ИМ.

Выпрямитель образован мостом из четырех полупроводниковых диодов $VD1$, $VD2$, $VD3$, $VD4$, включенных таким образом, что выпрямленный ток $i_n(t)$ через ИМ всегда течет в одну сторону, независимо от полярности входного напряжения. Если на каком-то интервале времени на верхнем входном зажиме (см. рис. 3.4, а) положительный потенциал, то открываются диоды $VD1$ и $VD3$, а диоды $VD2$ и $VD4$ закрыты, и ток через ИМ течет справа налево. Если положительный потенциал на нижнем входном зажиме, то открываются диоды $VD2$ и $VD4$ (при этом диоды $VD1$ и $VD3$ закрыты), и ток через ИМ также течет справа налево. И хотя вращающий момент является меняющейся функцией выпрямленного тока, но вследствие значительной механической инерционности подвижной части ИМ показания прибора при частотах выше 10 Гц равны среднему значению текущего в рамке тока $i_n(t)$, т.е. равны среднему выпрямленному значению $I_{с.в.}$. Добавочный резистор R_d , во-первых, устанавливает связь между входным напряжением и номинальным током МЭ механизма и, во-вторых, обеспечивает достаточно высокое входное сопротивление вольтметра. Таким образом, показания вольтметра пропорциональны среднему выпрямленному значению входного напряжения $u(t)$. Помимо рассмотренной схемы, применяются и более дешевые решения двухполупериодного выпрямления, например такие, как на рис. 3.4, в (сопротивления резисторов $R1$ и $R2$ равны).

В некоторых простых приборах реализовано и однополупериодное выпрямление (рис. 3.5, а). При этом значение сопротивления резистора R выбирают равным сопротивлению рамки ИМ.

Правда, в этом случае чувствительность прибора заметно ниже, поскольку среднее выпрямленное значение тока в этой схеме вдвое меньше, чем при двухполупериодном выпрямлении (рис. 3.5, б).

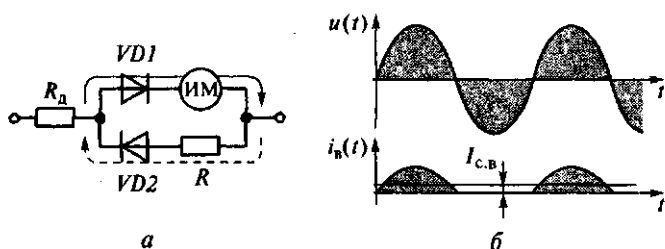


Рис. 3.5. Схема вольтметра с однополупериодным выпрямителем (а), временные диаграммы (б)

Схемы, показанные на рис. 3.4 и 3.5, лежат в основе большинства аналоговых многофункциональных измерительных приборов — тестеров. Расширение диапазонов измерения вольтметров реализуется подключением (переключением) различных добавочных резисторов.

Важно не забывать, что такие вольтметры и амперметры реагируют именно на среднее выпрямленное значение переменного сигнала, а не на действующее (которое чаще всего требуется). Градуируются же они обычно в действующих значениях для частного (хоть и распространенного) случая синусоидального сигнала. Поэтому при работе с заметно несинусоидальными сигналами возможны большие погрешности измерения. Например, при форме сигнала, близкой к прямоугольной, погрешность может достигать 10 %.

Обозначение приборов выпрямительной системы на шкалах:



3.2.3. Приборы термоэлектрической системы

Термоэлектрические (ТЭ) измерительные приборы основаны на преобразовании электрической энергии в тепловую и затем вновь в электрическую. Приборы этой системы состоят из термоэлектрического преобразователя (ТП) и магнитоэлектрического измерительного механизма. Термоэлектрический преобразователь представляет собой объединение нагревателя (тонкая проволока из нихрома или константана) и термопары (рис. 3.6, а). ТермоЭДС термопары e_T зависит от температуры ее рабочего спая, т.е. от температуры нагревателя, которая, в свою очередь определяется действующим значением протекающего по нему тока $i(t)$.

Протекающий по нагревателю ТП ток $i(t)$ (переменный или постоянный) нагревает рабочий спай термопары до температуры, пропорциональной квадрату действующего значения этого тока.

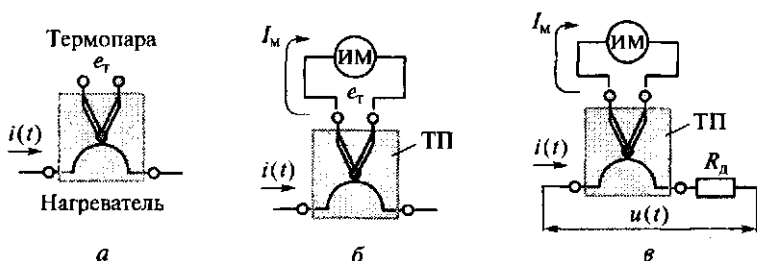


Рис. 3.6. Схемы термоэлектрических приборов:
а — ТЭ преобразователя; б — ТЭ амперметра; в — ТЭ вольтметра

Свободные концы термопары подключаются к магнитоэлектрическому ИМ (рис. 3.6, б). Ток I_m , текущий через ИМ:

$$I_m = e_T / R_\Sigma,$$

где e_T — термоЭДС термопары; R_Σ — суммарное сопротивление термопары и ИМ.

Показание прибора α определяется по следующей формуле:

$$\alpha = k I^2,$$

где k — коэффициент пропорциональности, определяемый особенностями конструкции ТП; I — действующее значение измеряемого тока $i(t)$.

На рис. 3.6, б приведена схема ТЭ амперметра, а на рис. 3.6, в — схема ТЭ вольтметра.

Для измерения малых токов и напряжений (поскольку значения термоЭДС термопары незначительны — единицы — десятки милливольт) в схему прибора вводится усилитель постоянного тока, повышающий выходной сигнал термопары (см. подразд. 3.3). Расширение диапазонов измерения ТЭ амперметров в сторону увеличения значений осуществляется с помощью измерительных трансформаторов тока. В случае расширения пределов ТЭ вольтметров применяют добавочные резисторы с различными сопротивлениями.

К достоинствам ТЭ приборов можно отнести следующие:

- работа как с постоянными, так и с переменными токами и напряжениями;
- реакция на истинное среднее квадратическое (действующее) значение независимо от формы сигнала;
- широкий диапазон частот измеряемых сигналов (до десятков мегагерц);
- сравнительно высокая точность приборов (типичные классы точности 1,0... 1,5).

К недостаткам ТЭ приборов относятся:

- невысокое быстродействие в силу значительной тепловой инерционности ТП;
- заметное собственное потребление приборов от источника исследуемого сигнала;
- неравномерность (квадратичность) шкалы приборов;
- зависимость точности от изменения температуры свободных концов термопары;
- малая перегрузочная способность.

Обозначение термоэлектрических приборов на шкалах:



3.2.4. Приборы электромагнитной системы

В щитовых измерительных приборах, предназначенных для работы в электрических цепях переменного тока промышленной частоты, широко применяется электромагнитная (ЭМ) система, которая имеет ряд преимуществ перед магнитоэлектрической.

Конструкция и принцип действия. В основе самой простой конструкции (рис. 3.7) этого ИМ поляя катушка с измеряемым током I (или с током, пропорциональным измеряемому напряжению U в случае вольтметра).

Протекающий по катушке I ток создает магнитный поток, который притягивает (втягивает внутрь катушки) сердечник 4, выполненный из магнитомягкого материала и закрепленный на оси 2.

При этом возникает вращающий момент M , равный производной энергии этой электромеханической системы по углу поворота α :

$$M = \frac{1}{2} I^2 \frac{dL}{d\alpha},$$

где I — действующее значение тока в катушке; L — индуктивность катушки; α — угол поворота сердечника.

Спиральная пружина 3 служит для создания противодействующего момента $M_{\text{пр}}$:

$$M_{\text{пр}} = \alpha \Omega,$$

где Ω — удельный противодействующий момент.

Моменты M и $M_{\text{пр}}$ направлены навстречу друг другу. С ростом угла поворота α противодействующий момент $M_{\text{пр}}$ пропорциональ-

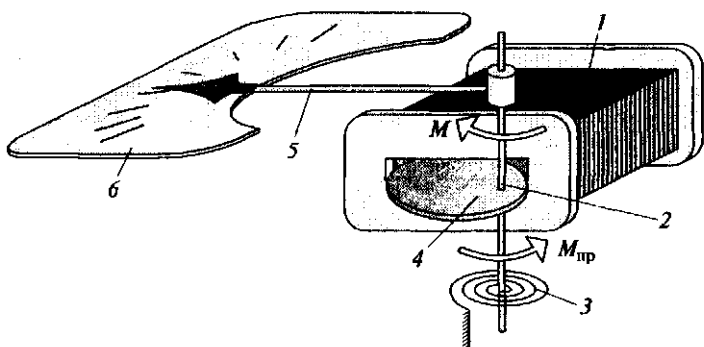


Рис. 3.7. Устройство электромагнитного механизма:

1 — катушка с измеряемым током; 2 — ось; 3 — спиральная пружина; 4 — сердечник из магнитомягкого материала; 5 — стрелка; 6 — шкала

но растет. Это происходит до тех пор, пока моменты не станут равными. При $M = M_{пр}$

$$\frac{1}{2} I^2 \frac{dL}{d\alpha} = \alpha \Omega.$$

Следовательно, угол поворота

$$\alpha = \frac{I^2}{2\Omega} \frac{dL}{d\alpha}.$$

Отсчетное устройство — стрелка 5 и шкала 6 — преобразует угол поворота сердечника в показания (отсчет).

Из последнего уравнения следует, что ЭМ приборы могут работать как в цепях постоянного, так и переменного тока; а также, что шкала у ЭМ приборов — нелинейная (квадратичная).

Существуют и другие конструкции ЭМ измерительных механизмов, в частности с замкнутым магнитопроводом, которая обеспечивает лучшую защищенность от внешних магнитных полей.

Амперметры и вольтметры. В основе конструкции амперметров ЭМ системы лежит катушка, состоящая из нескольких секций (рис. 3.8, а), переключением которых можно изменять пределы измерения токов: $I_1 > I_2 > I_3$.

В простейшей схеме вольтметра последовательно с катушкой включается добавочный резистор R_V (рис. 3.8, б). В такой схеме с ростом частоты напряжения ω линейно растет индуктивное сопротивление X_L катушки измерительного механизма:

$$X_L = j\omega L.$$

При этом растет суммарное сопротивление цепи, ток в катушке падает, что приводит к уменьшению показаний прибора.

Для поддержания полного комплексного сопротивления примерно постоянным в достаточно широком диапазоне частот в схему вольтметра (рис. 3.8, в) вводится цепь частотной коррекции (конденсатор C_k и резистор R_k), сопротивление которой с ростом частоты падает, компенсируя возрастание сопротивления катушки. С помощью добавочных резисторов $R_{д1}$ и $R_{д2}$ обеспе-

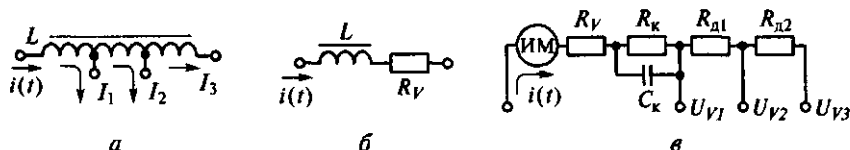


Рис. 3.8. Схемы амперметров (а) и вольтметров (б, в) электромагнитной системы

чивается возможность работы в нескольких диапазонах измерения напряжения.

Особенности ЭМ приборов. Приборы электромагнитной системы могут быть использованы для измерения и постоянных, и переменных напряжений и токов. При этом они реагируют на истинное среднее квадратическое (действующее) значение переменного сигнала независимо от его формы (правда, в пределах своего сравнительно неширокого частотного диапазона). Кроме того, важным преимуществом является то, что приборы этой системы выдерживают значительные перегрузки (возможны двух- и трехкратные перегрузки), имеют сравнительно простую конструкцию и, следовательно, надежны и дешевы. Достаточно сказать, что ЭМ приборы — это самые распространенные щитовые приборы.

Недостатки приборов ЭМ системы следующие:

- нелинейная (квадратичная) шкала;
- узкий частотный диапазон измеряемых сигналов (сотни герц — единицы килогерц);
- заметное влияние внешних магнитных полей;
- невысокий класс точности (типично — 1,5...2,5 %).

Обозначение приборов ЭМ системы на шкалах:



3.2.5. Приборы электродинамической системы

Конструкция и принцип действия. На рис. 3.9 приведена упрощенная конструкция электродинамического (ЭД) измерительного механизма. Неподвижная катушка 1 с током I_1 разделена на две части; подвижная катушка 2 с током I_2 закреплена на оси 3 внутри неподвижной катушки. Спиральная пружина 4 служит для создания противодействующего момента.

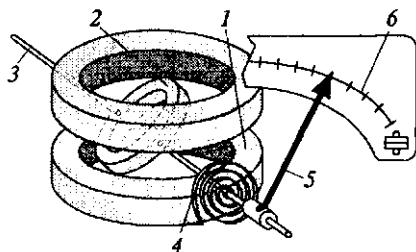


Рис. 3.9. Конструкция электродинамического измерительного механизма:

1 — неподвижная катушка; 2 — подвижная катушка; 3 — ось; 4 — спиральная пружина; 5 — стрелка; 6 — шкала

Принцип действия основан на взаимодействии магнитных потоков двух катушек с токами I_1 и I_2 . Протекающие по катушкам токи создают магнитные потоки, которые стремятся принять одно направление, при этом подвижная катушка поворачивается внутри неподвижной. Вращающий момент M для постоянных токов:

$$M = I_1 I_2 \frac{dL_{1-2}}{d\alpha},$$

где L_{1-2} — взаимная индуктивность катушек; α — угол поворота подвижной части.

Электродинамические приборы могут быть использованы в цепях как постоянного, так и переменного тока. Во втором случае при синусоидальных токах вращающий момент определяется по формуле

$$M = I_1 I_2 \cos \varphi \frac{dL_{1-2}}{d\alpha},$$

где I_1, I_2 — действующие значения переменных токов в катушках; φ — угол сдвига фаз между токами в катушках.

На базе ЭД механизма выпускаются амперметры, вольтметры, ваттметры, фазометры.

Амперметры и вольтметры. Схема с последовательным соединением катушек, приведенная на рис. 3.10, а, применяется в миллиамперметрах. Схема рис. 3.10, б с параллельным соединением катушек используется в амперметрах на токи более 0,5 А.

В схеме вольтметра использовано последовательное соединение катушек (рис. 3.11).

Резистор R_V служит для повышения входного сопротивления прибора. Добавочные резисторы $R_{д1}$ и $R_{д2}$ обеспечивают возможность работы в нескольких диапазонах (значения номинальных входных напряжений $U_{V3} > U_{V2} > U_{V1}$).

Здесь, как и в вольтметрах электромагнитной системы, индуктивное сопротивление катушек растет с ростом частоты измеряемого сигнала. Поэтому для поддержания полного комплексного сопротивления примерно постоянным в некотором диапазоне частот, как и в случае с ЭМ приборами, применяется частотная коррекция (конденсатор C_K и резистор R_K).

Ваттметры. На базе ЭД механизма выпускаются различные типы приборов, но основное применение этот принцип нашел в ваттметрах.

Произведение двух токов в выражении вращающего момента является основой для построения ваттметров на основе ЭД меха-

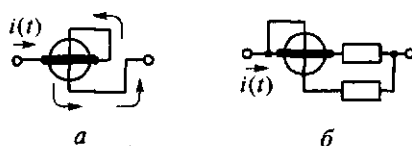


Рис. 3.10. Схемы амперметра электродинамической системы:

а — с последовательным соединением катушек; б — с параллельным

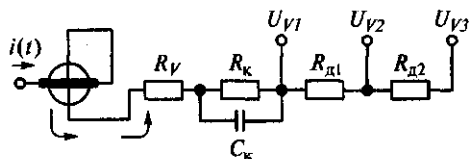


Рис. 3.11. Схема вольтметра электродинамической системы

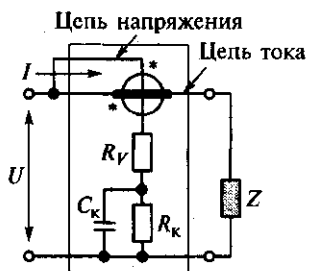


Рис. 3.12. Схема ваттметра электродинамической системы

низмов. Если в одной катушке ток равен току, текущему в нагрузку, а во второй катушке ток пропорционален напряжению на нагрузке, то показания прибора будут пропорциональны активной мощности. Схема включения ваттметра приведена на рис. 3.12.

Цепь катушки напряжения содержит элементы частотной коррекции (конденсатор C_K и резистор R_K).

Особенности ЭД приборов. К достоинствам ЭД приборов относятся следующие: высокая точность (до 0,1 %); возможность работы как на постоянном, так и на переменном токе; амперметры и вольтметры этой системы реагируют на действующее значение переменного тока или напряжения.

Недостатками являются:

- сравнительно невысокая чувствительность;
- возможное влияние внешних магнитных полей (что может потребовать экранирования механизма);
- заметное влияние температуры окружающей среды на сопротивление катушек и, как следствие, на показания прибора;
- значительная собственная мощность потребления энергии от источника сигнала;
- нелинейная (квадратичная) шкала;
- ограниченный частотный диапазон (1...5 кГц).

Обозначение ЭД системы на шкалах приборов:

Обозначение ЭД системы с магнитным экранированием механизма:

Существует разновидность конструкции, в которой магнитные потоки катушек замыкаются не по воздуху, как в классическом варианте, а по вспомогательным магнитопроводам. Это так называемая ферродинамическая (ФД) система. Благодаря заметному уменьшению магнитного сопротивления значительно возрастает вращающий момент механизма, поэтому может быть снижена мощность собственного потребления прибора и (или) повышена его чувствительность. Кроме того, наличие магнитопроводов ослабляет влияние внешних магнитных полей и поэтому не требуется экранирование механизма. Правда, точность ФД приборов ниже, а диапазон частот несколько уже, чем у ЭД.

Обозначение ФД системы на шкалах приборов:

Главное применение ЭД и ФД приборов — работа в электрических цепях переменного тока промышленной частоты (50 Гц).

3.2.6. Электростатические вольтметры

Электростатические (ЭС) вольтметры применяются в основном для измерения напряжений в высоковольтных цепях как постоянного, так и переменного тока.

Конструкция и принцип действия. Принцип действия устройства электростатического механизма основан на взаимодействии заряженных электродов. В основе конструкции этого ИМ (рис. 3.13) два электрода (алюминиевые пластины, между которыми воздушный зазор), образующих переменную емкость. Измеряемое напряжение U подается на неподвижную пластину 1, образующую своеобразную камеру, и подвижную 2, закрепленную на оси 3. Спиральная пружина 4 служит для создания противодействующего момента $M_{пр}$. Стрелка 5 и шкала 6 образуют отсчетное устройство.

Подведенное к пластинам напряжение U создает между пластинами электрическое поле. Под действием электростатических сил притяжения подвижная пластина втягивается в камеру неподвижной пластины, поворачивая при этом ось со стрелкой. Чем выше приложенное (измеряемое) напряжение U , тем глубже входит подвижная пластина внутрь неподвижной (увеличивается площадь перекрытия пластин) и тем больше угол поворота. Геометрия подвижной пластины выбирается такой, чтобы повысить линейность (равномерность) шкалы прибора.

Вращающий момент M равен производной энергии этой электромеханической системы по углу поворота α :

$$M = \frac{1}{2} U^2 \frac{dC}{d\alpha},$$

где U — напряжение на пластинах; C — емкость между пластинами; α — угол поворота оси сердечника.

Противодействующий момент определяется по формуле

$$M_{пр} = \alpha \Omega,$$

где Ω — удельный противодействующий момент.

Моменты M и $M_{пр}$ направлены навстречу друг другу. С рос-

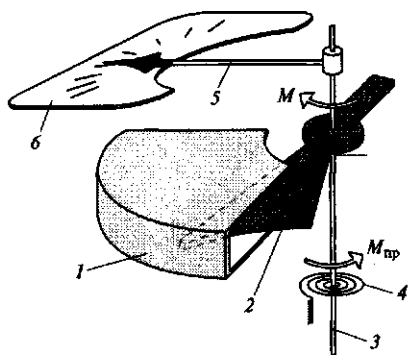


Рис. 3.13. Устройство электростатического механизма:

1 — неподвижная пластина; 2 — подвижная пластина; 3 — ось; 4 — спиральная пружина; 5 — стрелка; 6 — шкала

том угла поворота α противодействующий момент $M_{пр}$ пропорционально растет. Это происходит до тех пор, пока моменты не станут равными. При $M = M_{пр}$

$$\frac{1}{2} U^2 \frac{dC}{d\alpha} = \alpha \Omega.$$

Следовательно, уравнение шкалы ЭС вольтметра имеет вид

$$\alpha = \frac{U^2}{2\Omega} \frac{dC}{d\alpha}.$$

Из последнего уравнения следует, во-первых, что ЭС приборы могут измерять напряжение в цепях и постоянного, и переменного тока, а во-вторых, что шкала у ЭС вольтметров — нелинейная (квадратичная).

Расширение диапазонов измерения ЭС вольтметров можно выполнять несколькими способами. На постоянном токе это делается с помощью резистивного делителя напряжения (рис. 3.14, а). На переменном токе используют емкостной делитель напряжения (рис. 3.14, б) или, в крайнем случае, добавочный конденсатор (рис. 3.14, в), который совместно с емкостью самого ЭС механизма также создает делитель напряжения.

Особенности ЭС вольтметров. К достоинствам ЭС вольтметров можно отнести следующие:

- высокое входное сопротивление (на постоянном напряжении — практически бесконечное, а на низких и средних частотах составляет десятки мегаом и более), что означает чрезвычайно малое собственное потребление энергии от источника измеряемого напряжения;
- реакция на среднее квадратическое (действующее) значение напряжения не зависит от формы сигнала;
- широкий диапазон частот измеряемых напряжений (единицы — десятки мегагерц);
- сравнительно высокая точность (типичные классы точности 1,0...1,5);

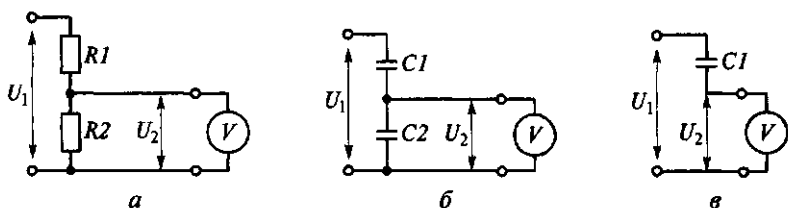


Рис. 3.14. Способы расширения диапазонов измерения ЭС вольтметра с помощью:

а — резистивного делителя; б — емкостного делителя; в — добавочного конденсатора

- простая конструкции и, следовательно, достаточная надежность.

Недостатки ЭС вольтметров:

- нелинейная шкала;
- малая чувствительность;
- возможное значительное влияние внешних электрических полей, требующее экранирования механизма.

Основное применение ЭС вольтметров — измерения в высоковольтных цепях, в маломощных цепях, а также в цепях с высокочастотными сигналами.

Обозначение вольтметров ЭС системы на шкалах: 

Обозначение ЭС вольтметров с экранированным ИМ: 

3.2.7. Приборы индукционной системы

Конструкция и принцип действия. Принцип действия индукционных приборов основан на взаимодействии двух или нескольких переменных магнитных потоков с токами, индуцированными в подвижном проводнике (например, диске). Типичным представителем этой системы является классический *индукционный счетчик* — измеритель активной энергии.

Рассмотрим устройство и принцип действия индукционного однофазного счетчика активной энергии. На рис. 3.15 показана упрощенная конструкция такого прибора. Основными элементами являются два магнитопровода со своими обмотками (напряжения и токовой), вращающийся диск и счетный механизм. Как и ваттметр, счетчик содержит обмотки тока и напряжения. Включается счетчик в цепь так же, как и ваттметр.

Схема (рис. 3.16) и векторная диаграмма (рис. 3.17) поясняют принцип действия этого прибора.

Рассмотрим работу счетчика на примере входных сигналов напряжения и тока синусоидальной формы с действующими значениями, равными, соответственно, U и I . Входное напряжение U , приложенное к обмотке напряжения 2, создает в ней ток I_U , имеющий по отношению к напряжению U сдвиг по фазе, близкий к 90° (из-за большого индуктивного сопротивления этой обмотки). Ток I_U рождает магнитный поток Φ_U в среднем сердечнике магнитопровода обмотки напряжения 1. Этот поток Φ_U делится на два потока: нерабочий поток Φ_{U1} , который замыкается внутри магнитопровода 1; и основной поток Φ_{U2} , пересекающий диск 6, закрепленный на оси 7 и вращающийся вместе с ней. Этот основной поток замыкается через противоположный 5.

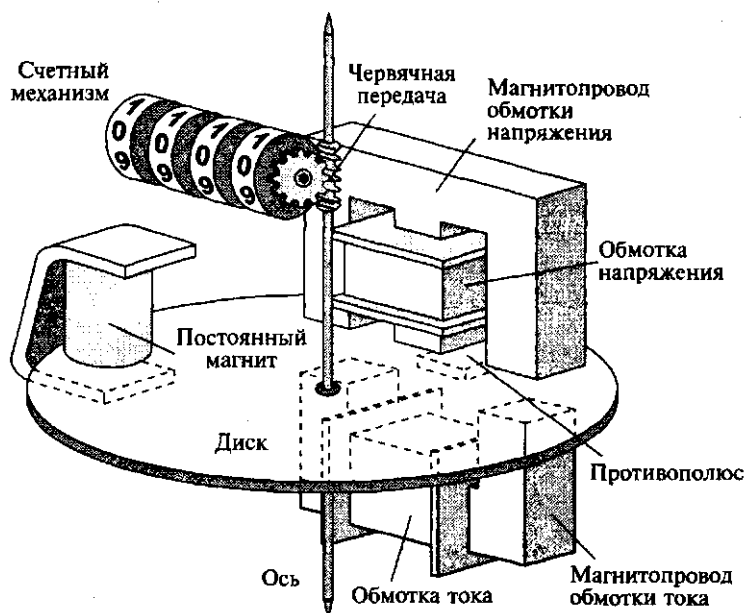


Рис. 3.15. Упрощенная конструкция индукционного однофазного счетчика

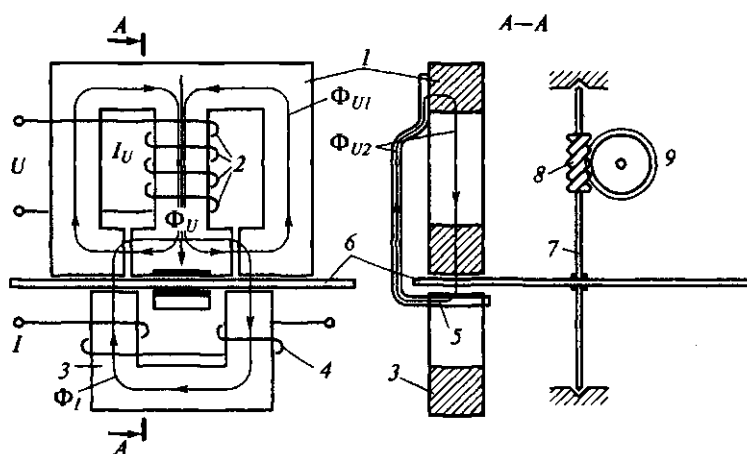


Рис. 3.16. Схема, поясняющая принцип действия счетчика:

1 — магнитопровод обмотки напряжения; 2 — обмотка напряжения; 3 — магнито-
провод обмотки тока; 4 — обмотка тока; 5 — противопололюс; 6 — диск; 7 — ось;
8 — червячная передача; 9 — счетный механизм

Входной ток I , текущий в обмотке тока 4, создает в магнитопроводе 3 магнитный поток Φ_I , который дважды пересекает диск 6. Поток Φ_I отстает от тока I на небольшой угол потерь α_I (поскольку сопротивление токовой обмотки мало).

Таким образом, диск пересекают два магнитных потока Φ_{U2} и Φ_I , не совпадающих в пространстве и имеющих фазовый сдвиг ψ . При этом в диске возникает вращающий момент M :

$$M = cf\Phi_{U2}\Phi_I\sin\psi,$$

где c — некая константа; f — частота напряжения.

При работе на линейном участке кривой намагничивания материалов магнитопроводов можно считать, что

$$\Phi_I = k_1 I;$$

$$\Phi_{U2} = k_2 I_U = \frac{k_2 U}{Z_U},$$

где k_1 и k_2 — коэффициенты пропорциональности; Z_U — полное комплексное сопротивление обмотки напряжения.

Учитывая, что реактивная (индуктивная) составляющая сопротивления обмотки напряжения Z_U гораздо больше активной, можно записать

$$Z_U \approx 2\pi f L_U,$$

где L_U — индуктивность обмотки напряжения.

Тогда

$$\Phi_{U2} = \frac{k_2 U}{2\pi f L_U} = \frac{k_3 U}{f},$$

где $k_3 = k_2/(2\pi L_U)$.

Следовательно, вращающий момент M в данной электромагнитной механической системе можно определить следующим образом:

$$M = kUI\sin\psi,$$

где k — общий коэффициент пропорциональности.

Для того чтобы вращающий момент был пропорционален текущей активной мощности, необходимо выполнение условия

$$\sin\psi = \cos\varphi.$$

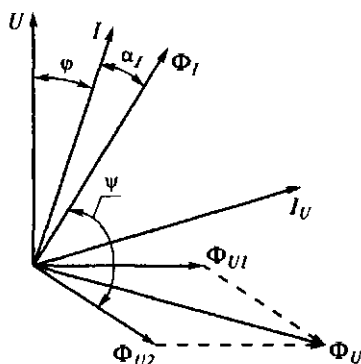


Рис. 3.17. Векторная диаграмма

А это в свою очередь будет выполняться, если $\psi + \varphi = 90^\circ$. Это равенство может быть обеспечено изменением (регулировкой) угла потерь α_r . Изменение этого угла реализуется двухступенчато: грубо — изменением числа короткозамкнутых витков, надетых на магнитопровод 3, а плавно — изменением сопротивления вспомогательной цепи (эти элементы конструкции на рис. 3.15 и 3.16 не показаны).

Таким образом обеспечивается пропорциональность вращающего момента M текущему значению активной мощности. Для получения результата определения потребленной активной энергии достаточно проинтегрировать значения текущей мощности. Это интегрирование реализовано счетным механизмом 9, связанным с осью 7 червячной передачей 8.

Постоянный магнит служит для создания тормозного момента и обеспечения угловой скорости вращения, пропорциональной текущему значению активной мощности. Кроме того, в реальной конструкции есть элементы, обеспечивающие дополнительный момент, компенсирующий момент трения, а также элементы устранения «самохода» (на рис. 3.15 и 3.16 не приведены).

Включение счетчика. На рис. 3.18 приведена схема включения однофазного счетчика активной энергии.

При необходимости работы в цепях с напряжениями и/или токами, большими, чем номинальные для конкретного счетчика, используются измерительные трансформаторы напряжения и/или тока. Схема подключения такая же, как и в подобном случае с ваттметрами.

Для измерения реактивной энергии также используются индукционные счетчики. Их принцип действия аналогичен рассмотренному. Некоторые различия в конструкции, организации под-

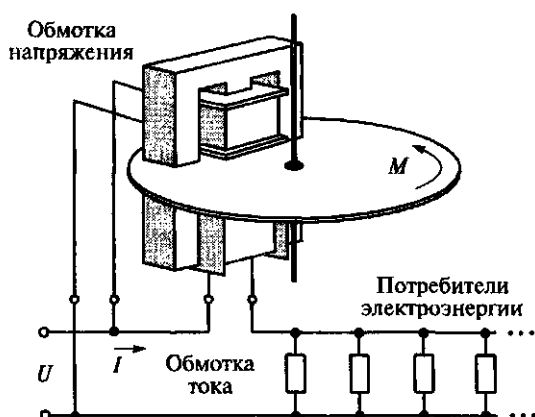


Рис. 3.18. Схема включения однофазного счетчика активной энергии

ключения и, как следствие в векторных диаграммах, позволяют получить скорость вращения диска, пропорциональную значению текущей реактивной мощности.

Номинальная постоянная счетчика. Число оборотов диска, приходящееся на единицу учитываемой счетчиком энергии, называют передаточным числом счетчика. Например, в паспорте сказано «2000 оборотов соответствуют 1 кВт·ч». Коэффициент, обратный передаточному числу, т.е. энергия, приходящаяся на один оборот диска, называется *номинальной постоянной счетчика* $C_{\text{ном}}$. Например:

$$C_{\text{ном}} = 3600 \frac{1000}{2000} = 1800 \text{ Вт} \cdot \text{с/об.}$$

Зная $C_{\text{ном}}$ и число оборотов N , можно определить потребленную активную энергию:

$$W = C_{\text{ном}} N.$$

Пример. Значение номинальной постоянной счетчика известно $C_{\text{ном}} = 1800 \text{ Вт} \cdot \text{с/об.}$ За время наблюдения зафиксировано 400 оборотов диска ($N = 400 \text{ об.}$). Определим значение активной энергии W , потребленной за время наблюдения:

$$W = 1800 \cdot 400 = 720\,000 \text{ Вт} \cdot \text{с} = 0,2 \text{ кВт} \cdot \text{ч.}$$

Классы точности индукционных счетчиков (задаются относительной погрешностью) обычно невысоки: 0,5; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 4,0.

Обозначение индукционной системы на шкалах приборов:



Трехфазные счетчики. Для учета суммарной активной и реактивной энергии в трехфазных цепях используются двухэлементные и трехэлементные счетчики. В таких счетчиках применяются те же конструктивные элементы (два или три механизма), что и в однофазных приборах. Диски (два или три) закреплены на общей оси. Вращающие моменты дисков складываются, и скорость вращения оси зависит от суммарной текущей потребляемой мощности. На рис. 3.19 упрощенно показано устройство двухэлементного трехфазного счетчика. Ско-

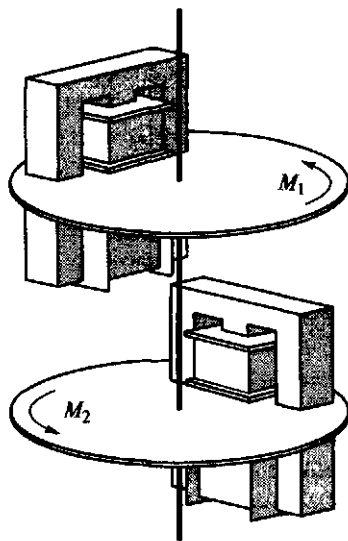


Рис. 3.19. Двухэлементный трехфазный счетчик

рость вращения в данном случае определяется суммой моментов M_1 и M_2 . Включаются трехфазные счетчики так же, как и трехфазные ваттметры.

Сегодня в задачах измерения активной энергии все шире применяются цифровые (микропроцессорные) счетчики энергии. В задачах технических экспресс-измерений для оценки потребленной энергии в кратковременных экспериментах используют автономные малогабаритные цифровые измерительные регистраторы (анализаторы), которые имеют режим вычисления активной и реактивной энергии или позволяют найти эти величины с помощью компьютера и специализированного программного обеспечения.

3.3. ЭЛЕКТРОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

Электронные ИП (ЭИП) представляют собой более сложные устройства, чем электромеханические. Они содержат несколько различных преобразователей, которые в общем случае выполняют функции деления, усиления, выпрямления и фильтрации сигнала, преобразования одних электрических величин в другие. В качестве выходных устройств в большинстве ЭИП используются магнитоэлектрические измерительные механизмы с соответствующей градуировкой шкалы.

В задачах электрических измерений используется множество различных типов ЭИП (вольтметры переменного и постоянного напряжения, частотомеры и фазометры, омметры, измерители индуктивностей и емкостей, разнообразные генераторы, осциллографы и анализаторы). Среди этого многообразия выделим группу электронных вольтметров, как довольно распространенных приборов, и рассмотрим основные особенности построения и применения ЭИП на примере именно вольтметров.

3.3.1. Электронные вольтметры переменного напряжения

Электронные вольтметры переменного напряжения строятся по одной из двух структурных схем, приведенных на рис. 3.20. Измеряемое переменное напряжение U поступает на вход вольтметра. Входная цепь ВЦ прибора может содержать делители напряжения, переключатели, вспомогательные преобразователи, фильтры и др. Усилитель необходим для усиления сигналов до необходимого уровня. Детектор и в той, и в другой схеме служит для выпрямления переменного входного (или усиленного) сигнала; ИП — выходной измерительный прибор (чаще всего магнитоэлектрической системы), шкала которого градуируется в требуемых значениях.

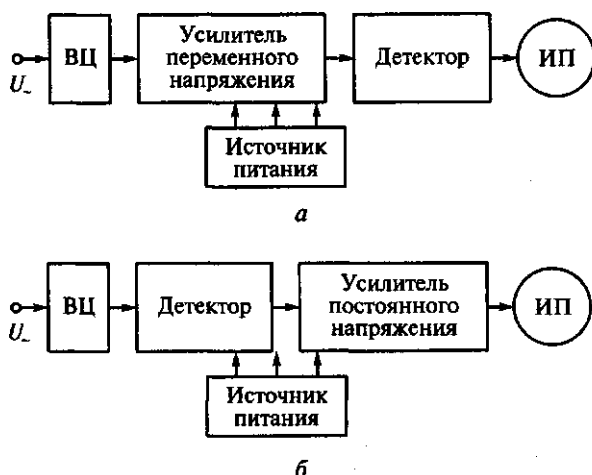


Рис. 3.20. Структуры электронных вольтметров переменного напряжения:
 а — усилитель—детектор—прибор; б — детектор—усилитель—прибор

Схемы различаются последовательностью чередования основных этапов преобразования исследуемого сигнала. В первом случае (см. рис. 3.20, а) входное периодическое напряжение $U_{\text{вх}}$ сначала усиливается с помощью усилителя переменного напряжения, а затем выпрямляется детектором. Приборы, построенные по этой схеме (усилитель—детектор—прибор), обладают более высокой чувствительностью (порог чувствительности — доли микровольта), но имеют заметно меньший диапазон частот измеряемых напряжений (примерно 20 МГц).

В приборах, построенных по схеме рис. 3.20, б (детектор—усилитель—прибор), входной сигнал сначала выпрямляется детектором, а затем усиливается усилителем постоянного напряжения. Такие вольтметры, напротив, обладают более широким диапазоном частот (от 20 Гц до 500 МГц), но имеют существенно меньшую (худшую) чувствительность (порог чувствительности от 0,5 В).

3.3.2. Выпрямители (детекторы)

Одним из основных элементов электронного вольтметра переменного напряжения является выпрямитель (детектор) — преобразователь переменного напряжения в постоянное. Именно особенности детектора в значительной мере определяют функциональные возможности и характеристики вольтметра. В зависимости от назначения вольтметра используются различные схемы детекторов:

- амплитудного значения;
- среднего выпрямленного значения;
- среднего квадратического (действующего) значения.

Детекторы амплитудного значения (или амплитудные детекторы — АД) делятся на АД с так называемым открытым входом (АДОВ) и АД с закрытым входом (АДЗВ). Амплитудные детекторы иногда называются пиковыми детекторами. Рассмотрим устройство и работу таких детекторов. При рассмотрении работы обоих вариантов детекторов будем полагать, что выходное сопротивление предыдущего каскада (ВЦ или усилителя — в зависимости от структуры вольтметра) пренебрежимо мало и не определяет значения постоянных времени заряда τ_z и разряда τ_p конденсатора C .

На рис. 3.21, *а* приведена упрощенная схема АДОВ, на рис. 3.21, *б* — временная диаграмма изменения входного $u(t)$ и выходного $u_{\text{вых}}(t)$ напряжений такого детектора.

Схема содержит полупроводниковый диод VD , конденсатор C и нагрузочный резистор R .

При поступлении положительной полуволны входного напряжения $u(t)$ на верхний входной зажим (точнее, при положительной разнице потенциалов между верхним и нижним входными зажимами) диод VD открывается (при этом его сопротивление становится малым — r_o), и через конденсатор C течет ток, заряжающий его. При отрицательной разнице текущего входного значения входного напряжения $u(t)$ и напряжения на конденсаторе диод VD закрывается (при этом его сопротивление становится большим), и конденсатор C медленно разряжается на обладающий большим сопротивлением

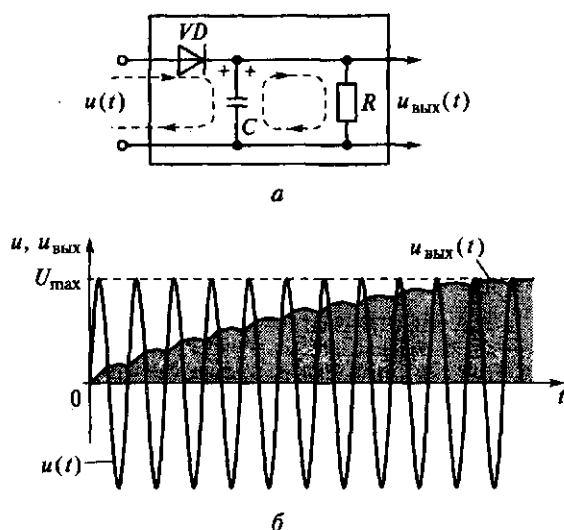


Рис. 3.21. Амплитудный детектор с открытым входом:
а — схема; *б* — временная диаграмма

резистор R . Поскольку постоянная времени заряда τ_z конденсатора C гораздо меньше постоянной времени разряда τ_p :

$$(\tau_z = Cr_0) \ll (\tau_p = CR),$$

то напряжение на конденсаторе непрерывно растет, и через несколько периодов входного сигнала напряжение на выходе детектора $u_{\text{вых}}(t)$ становится практически равным амплитудному значению U_{max} входного напряжения $u(t)$.

Отметим, что форма входного периодического сигнала в большинстве реальных случаев значения не имеет.

Если же входное напряжение $u(t)$ представляет собой сумму переменной (с амплитудой U_{max}) и постоянной U_0 составляющих (рис. 3.22), то реакция АДОВ по окончании переходного процесса будет соответствовать самому большому значению входного напряжения, т.е. выходное напряжение станет равным сумме $U_0 + U_{\text{max}}$, и, следовательно, показания выходного измерительного прибора будут определяться именно этой суммой.

Отметим, что форма переменной составляющей входного периодического сигнала и в данном случае практически не имеет значения.

Амплитудный детектор с закрытым входом (АДЗВ), представленный на рис. 3.23, на переменный входной сигнал без постоянной составляющей реагирует, по сути, аналогично рассмотренному АДОВ.

И в этом варианте при положительной полуволне напряжения на верхнем входном зажиме, точнее, при текущем значении входного напряжения $u(t)$ больше, чем напряжение на конденсаторе $u_C(t)$, открывается диод VD , и конденсатор C быстро заряжается через его малое сопротивление. Если текущее значение входного напряжения $u(t)$ меньше напряжения на конденсаторе $u_C(t)$, то диод VD закрыт, и конденсатор C медленно разряжается через большое сопротивление резистора R . Поскольку конденсатор C быстро заряжается и медленно разряжается, то напряжение на нем $u_C(t)$ будет постепенно расти (по модулю) и через нескольких периодов входного сигнала практически достигнет амплитудного значения $-U_{\text{max}}$ (рис. 3.24).

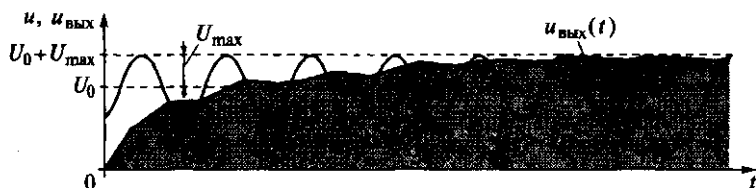


Рис. 3.22. Реакция АДОВ на сумму переменного и постоянного сигналов

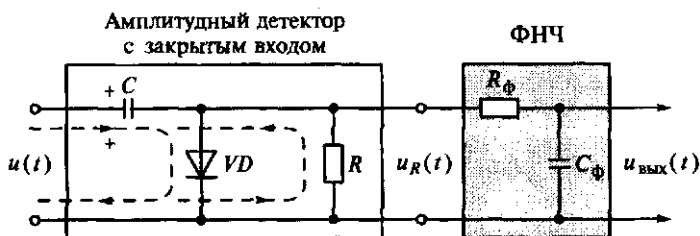


Рис. 3.23. Амплитудный детектор с закрытым входом

Напряжение $u_R(t)$ на резисторе R представляет собой разницу входного напряжения $u(t)$ и напряжения на конденсаторе $u_C(t)$. Это напряжение в установившемся режиме повторяет по форме входное измеряемое, но смещено на амплитудное значение $-U_{\max}$. Далее напряжение $u_R(t)$, состоящее из суммы переменной составляющей и постоянной $-U_{\max}$, поступает на вход фильтра нижних частот (ФНЧ), который сглаживает форму этого сигнала. Выходное напряжение фильтра $u_{\text{вых}}(t)$ соответствует среднему значению его входного напряжения, т. е. $-U_{\max}$. Таким образом, выходное напряжение $u_{\text{вых}}(t)$ через несколько периодов входного сигнала станет практически равным максимальному (амплитудному) значению $U_{\max}$ входного измеряемого напряжения.

При входном сигнале, содержащем помимо переменной (с амплитудой $U_{\max}$) еще и постоянную составляющую U_0 , АДЗВ ведет себя иначе, чем АДОВ. В этом случае через несколько периодов конденсатор C зарядится до напряжения, равного сумме $U_{\max} + U_0$, т. е. конденсатор C не будет пропускать постоянную составляющую, и выходное напряжение фильтра $u_{\text{вых}}(t)$ будет определяться только амплитудой $U_{\max}$ переменной составляющей входного сигнала.

Детекторы среднего выпрямленного значения (СВЗ) делятся на однополупериодные и двухполупериодные детекторы. Рассмотрим вариант двухполупериодного детектора СВЗ как наиболее распространенного (рис. 3.25, а).

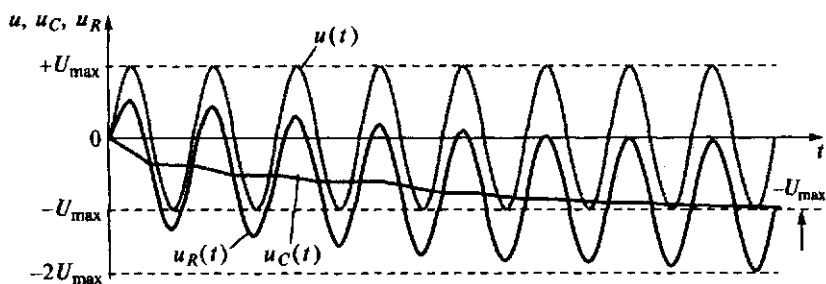


Рис. 3.24. Реакция амплитудного детектора с закрытым входом

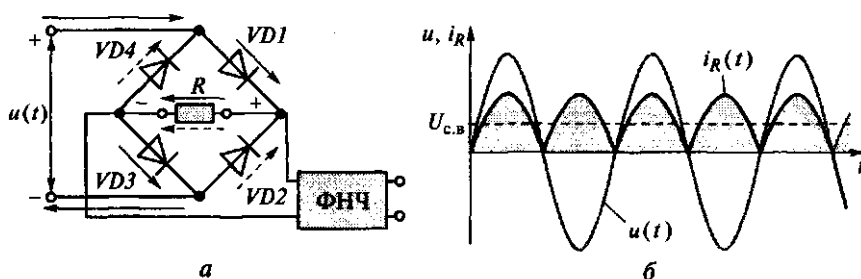


Рис. 3.25. Детектор среднего выпрямленного значения:

a — схема; *б* — временная диаграмма

В основе схемы детектора четыре одинаковых полупроводниковых диода ($VD1$, $VD2$, $VD3$, $VD4$), соединенных в мостовую схему. При поступлении положительной полуволны входного напряжения $u(t)$ на верхний зажим открываются диоды $VD1$ и $VD3$ (другие диоды закрыты) и через резистор R потечет ток (справа налево). Предполагаем, что ФНЧ имеет большое входное сопротивление и не влияет на работу собственно выпрямителя. При отрицательной полуволне $u(t)$ на верхнем зажиме (т.е. при положительной полуволне на нижнем зажиме) откроются только диоды $VD2$ и $VD4$ и через резистор R вновь потечет ток, причем в том же направлении (справа налево). Таким образом, ток через резистор протекает всегда в одну и ту же сторону (рис. 3.25, б). Этот ток $i_R(t)$ создает падение напряжения на резисторе R . Это однополярное (уже выпрямленное) напряжение, среднее значение которого пропорционально среднему выпрямленному значению входного напряжения $u(t)$, поступает затем на вход ФНЧ, с помощью которого выполняется сглаживание сигнала. В результате на выходе фильтра возникает постоянное напряжение, пропорциональное среднему выпрямленному значению $U_{с.в}$ входного напряжения $u(t)$.

Детекторы среднего квадратического значения. Детекторы среднего квадратического значения (СКЗ) — Root Mean Square (RMS) делятся на аппроксимирующие детекторы (устройства, лишь приближенно дающие нужный результат) и детекторы так называемого истинного СКЗ (True RMS — TRMS).

Рассмотрим устройство аппроксимирующего детектора СКЗ (рис. 3.26, а).

Основными элементами схемы являются набор однотипных резистивно-диодных цепочек ($R1-VD1$, $R2-VD2$, $R3-VD3$, ..., $Rn-VDn$); делитель напряжения, образованный резисторами $r1$, $r2$, $r3$, ..., rn , $r0$ и источником стабильного известного напряжения U_0 ; а также фильтр нижних частот (ФНЧ). Делитель напряжения создает ряд последовательно возрастающих опорных потенциалов (ϕ_1 , ϕ_2 ,

$\varphi_3, \dots, \varphi_n$). Фильтр нижних частот предназначен для сглаживания кривой выходного напряжения.

При поступлении на вход детектора напряжения $u(t)$, текущее значение $U_{вх}$ которого больше, чем значение потенциала φ_1 (но меньше значения всех остальных потенциалов), открывается диод $VD1$ и по цепи $R1-VD1-r1$ потечет ток i_1 . Если входное напряжение будет расти, то пропорционально будет расти и ток i_1 до тех пор, пока текущее значение $U_{вх}$ не превысит потенциал φ_2 . При этом, наряду с уже открытым диодом $VD1$, откроется также диод $VD2$ и через резистор $r1$ потечет сумма токов $(i_1 + i_2)$ (рис. 3.26, б). При дальнейшем увеличении входного напряжения будут последовательно открываться и другие резистивно-диодные цепочки и суммарный ток в резисторе $r1$ будет расти. Таким образом, чем больше текущее значение входного напряжения $U_{вх}$, тем большее число резистивно-диодных цепей откроется и тем, следовательно, больше будет суммарный ток, протекающий в резисторе $r1$. Подбором числа и параметров резистивно-диодных цепей можно достичь желаемого квадратического характера зависимости суммарного тока (и, следовательно, зависимости выходного напряжения детектора) от текущего значения входного напряжения $U_{вх}$.

Детекторы истинного СКЗ, в отличие от рассмотренных аппроксимирующих, реагируют именно на действительное (реальное) среднее квадратическое (действующее) значение, независимо от формы кривой входного напряжения. На рис. 3.27, а приведен простейший детектор истинного СКЗ, в основе которого лежит термоэлектрический преобразователь.

Входное измеряемое напряжение $u(t)$ с помощью усилителя переменного напряжения $Ус$ усиливается и поступает на термоэлектри-

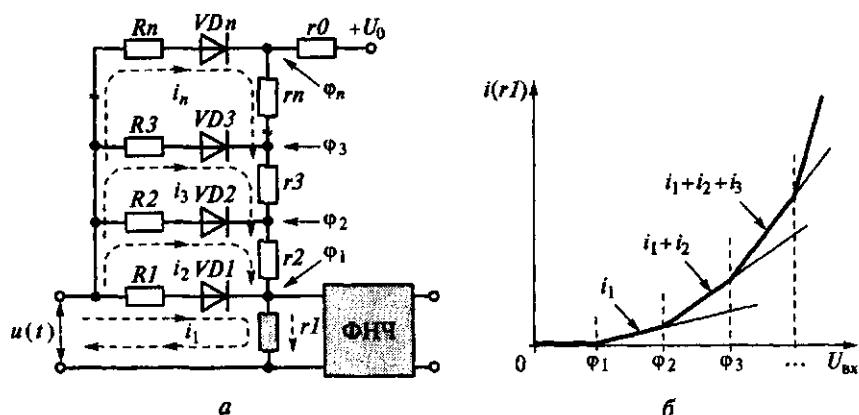


Рис. 3.26. Аппроксимирующий детектор среднего квадратического значения (а) и его характеристика преобразования (б)

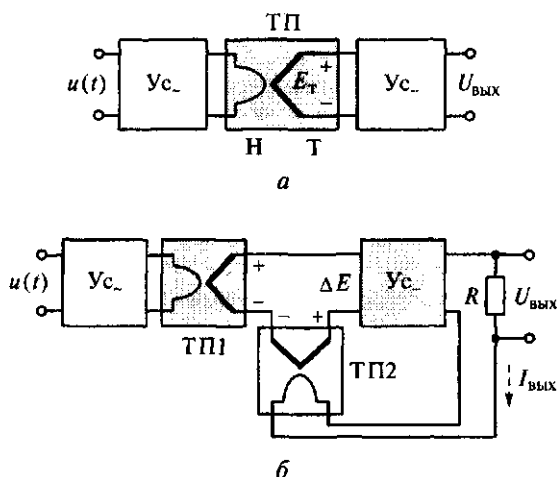


Рис. 3.27. Варианты (а и б) устройства термоэлектрического детектора

ческий преобразователь (ТП), содержащий две части: нагреватель (Н) и термопару (Т). Переменный ток, протекающий через Н, нагревает его до температуры, пропорциональной квадрату именно действующего значения входного измеряемого напряжения $u(t)$. В непосредственной близости от нагревателя расположен рабочий спай термопары, поэтому значение ее термоЭДС E_t определяется температурой нагревателя и, следовательно, будет пропорционально действующему значению измеряемого напряжения $u(t)$. Усилитель постоянного напряжения $Ус_$ усиливает выходной сигнал малого уровня термопары. Таким образом, независимо от формы входного сигнала выходное постоянное напряжение $U_{в_ых}$ такого детектора пропорционально именно истинному действующему значению.

Рассмотрим один из вариантов устройства такого детектора СКЗ (рис. 3.27, б). Прямой канал преобразования, как и в уже рассмотренной структуре, создается усилителем $Ус_$ и термопреобразователем ТП1. Чем больше СКЗ входного напряжения, тем больше термоЭДС термопары ТП1 и тем больше выходной ток $I_{в_ых}$ усилителя постоянного напряжения $Ус_$. Этим током нагревается нагреватель второго термопреобразователя ТП2 до температуры, создающей термоЭДС термопары ТП2, практически равной термоЭДС термопары ТП1. Термопары обоих ТП включены встречно. Поэтому при любых изменениях СКЗ входного напряжения $u(t)$ соответственно изменяется выходной ток $I_{в_ых}$ и, следовательно, термоЭДС ТП2.

Таким образом, на входе усилителя $Ус_$ автоматически всегда поддерживается минимальная разность ΔE двух термоЭДС: ТП1 и ТП2. Благодаря такой отрицательной обратной связи заметно повышаются линейность и точность преобразования. Выходной ток

$I_{\text{вых}}$, протекая по вспомогательному резистору R , создает выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ детектора, пропорциональное действительному (истинному) СКЗ измеряемого входного напряжения $u(t)$.

Основными достоинствами электронных вольтметров с термоэлектрическими детекторами являются высокая точность преобразования (до 0,1 %); широкий диапазон частот (до 10 МГц); измерение истинного СКЗ напряжения. Пожалуй, единственный недостаток таких вольтметров — сравнительно невысокое быстродействие, т.е. быстрые изменения СКЗ входного сигнала не воспринимаются сразу в силу тепловой инерционности ТП.

3.3.3. Особенности электронных измерительных приборов

Основными достоинствами электронных вольтметров, по сравнению с электромеханическими, являются следующие:

- малая мощность потребления от исследуемой цепи (источника сигнала), что обусловлено большим входным сопротивлением приборов ($10^5 \dots 10^7$ Ом);
- широкий диапазон исследуемых напряжений (от 10 мкВ до 1000 В) за счет применения усилителей и делителей;
- высокая чувствительность (0,1 ... 1,0 мкВ);
- широкий диапазон частот входных периодических сигналов (у некоторых типов — до 500 МГц);
- более широкие функциональные возможности, возможность измерения одним прибором нескольких различных параметров (например, постоянного и переменного напряжения, сопротивления постоянному току, параметров комплексного сопротивления).

К недостаткам этих приборов относятся следующие:

- сравнительно большая инструментальная погрешность (1,5 ... 4 %), за исключением термоэлектрических вольтметров;
- сложность устройства и, как следствие, сравнительно невысокая надежность и высокая стоимость;
- требование дополнительного источника питания (или внешнего — электрической сети, или внутреннего — батареи);
- сравнительно большие габариты и масса.

3.4. ВЛИЯНИЕ ФОРМЫ СИГНАЛА НА ПОКАЗАНИЯ ПРИБОРОВ

При работе с периодическими сигналами важно знать особенности устройства и градуировки того или иного типа измерительного прибора. Как правило, приборы градуируются в средних квадратических (действующих) значениях для частного (хотя и рас-

пространенного) случая синусоидальной (или — практически синусоидальной) формы сигнала. Такая градуировка объясняется тем, что именно действующее значение является самым важным для большинства измерительных экспериментов в электротехнике и электроэнергетике. Приборы различных систем, подключенные параллельно к одному источнику синусоидального напряжения, давали бы похожие показания, достаточно близкие к реальному действующему значению (с учетом, конечно, их инструментальных погрешностей). Однако в выборе конкретных приборов для реальных экспериментов с заметно несинусоидальными сигналами следует быть осторожными, поскольку возможны значительные ошибки, так как не все типы приборов реагируют именно на действующее значение.

Рассмотрим вопросы специфики реакции и градуировки приборов на примере различных аналоговых вольтметров переменного напряжения. Хотя, все последующие рассуждения справедливы и для электромеханических амперметров соответствующих систем.

3.4.1. Сигнал без постоянной составляющей

Предположим, к источнику прямоугольного напряжения $u(t)$ амплитудой ± 100 В, частотой 50 Гц и скважностью 2 (рис. 3.28, а) подключены параллельно два вольтметра (рис. 3.28, б): $V1$ — электромеханический выпрямительный вольтметр и $V2$ — электронный вольтметр с термоэлектрическим детектором (ТЭ вольтметр).

Найдем показания приборов, пренебрегая всеми составляющими погрешностей результатов. Первый (выпрямительный) вольтметр $V1$, реагирующий на среднее выпрямленное значение $U_{с.в}$ входного напряжения, отградуирован в действующих значениях для случая синусоидального сигнала, т.е. его показания U_{V1} связаны с его реакцией коэффициентом формы синусоиды ($k_{\phi \sin} = 1,11$):

$$U_{V1} = U_{с.в} k_{\phi \sin}.$$

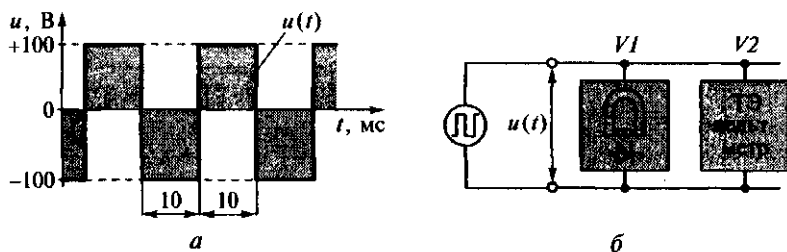


Рис. 3.28. Реакция и показания приборов:

а — входной сигнал; б — схема включения приборов

В данном эксперименте вольтметр $V1$, отреагировав на $U_{с.в} = 100$ В, покажет $U_{V1} = 100 \cdot 1,11 = 111$ В, что не будет соответствовать реальному действующему значению измеряемого напряжения.

Второй вольтметр $V2$ (электронный термоэлектрический) реагирует на истинное СКЗ напряжения и отградуирован, естественно, тоже в СКЗ. Поэтому его показание U_{V2} — правильное действующее значение входного сигнала, которое в данном случае равно 100 В.

Отметим, что разница между показаниями двух исправных приборов, подключенных к одному источнику напряжения, довольно велика и составляет более 10 %. Причина — резкая несинусоидальность входного напряжения $u(t)$.

Рассмотрим еще один пример. Два вольтметра: $V1$ — электронный вольтметр с амплитудным детектором (АД) и $V2$ — электро-механический вольтметр электромагнитной системы параллельно подключены к источнику несинусоидального напряжения $u(t)$ (рис. 3.29, а). Амплитуда измеряемого напряжения $U_{\max} = \pm 100$ В, частота — 50 Гц, коэффициент амплитуды $k_a = 2$.

Пренебрегая всеми погрешностями, попробуем найти показания приборов (рис. 3.29, б). Первый вольтметр $V1$ реагирует на амплитудное значение $U_{\max}$ входного напряжения, а градуируется в действующих значениях для случая синусоидального сигнала, т. е. его показания U_{V1} связаны с его реакцией коэффициентом амплитуды k_a синусоиды ($k_{a\sin} = 1,41$):

$$U_{V1} = U_{\max} / k_{a\sin}.$$

В этом эксперименте вольтметр $V1$, отреагировав на амплитуду $U_{\max} = 100$ В, покажет $U_{V1} = 100 : 1,41 \approx 71$ В, что не равно реальному действующему значению измеряемого напряжения. Реальное действующее (среднее квадратическое) значение $U_{с.к}$ у данного сигнала:

$$U_{с.к} = U_{\max} / k_a = 100 : 2 = 50 \text{ В.}$$

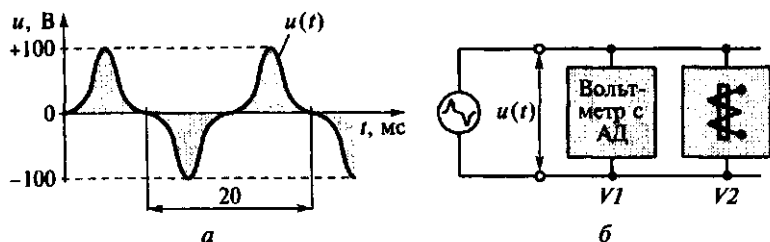


Рис. 3.29. Реакция и показания приборов:

а — входной сигнал; б — схема включения приборов

Второй вольтметр $V2$ (электромагнитной системы) реагирует именно на действующее значение измеряемого напряжения и отградуирован тоже в СКЗ. Поэтому он покажет правильное действующее значение входного сигнала, которое у данного сигнала равно $U_{V2} = U_{с.к} = 50$ В.

И в этом случае столь большая разница (почти в полтора раза!) в показаниях двух приборов, на входе которых один и тот же сигнал — следствие значительной несинусоидальности исследуемого сигнала и различий в их принципах действия.

3.4.2. Сигнал — сумма переменной и постоянной составляющих

Разберем несколько более сложный случай сигнала — однополярного периодического сигнала прямоугольной формы с амплитудой $U_{\max} = +100$ В, длительностью импульса 10 мс, длительностью паузы 30 мс (рис. 3.30, а).

Допустим, к источнику такого напряжения подключены одновременно четыре вольтметра различных систем (рис. 3.30, б): $V1$ — магнитоэлектрический; $V2$ — выпрямительный; $V3$ — электронный вольтметр с амплитудным детектором с открытым входом (АДОВ); $V4$ — электронный вольтметр с амплитудным детектором с закрытым входом (АДЗВ).

Предположим, требуется найти (пренебрегая всеми погрешностями):

- показания всех вольтметров;

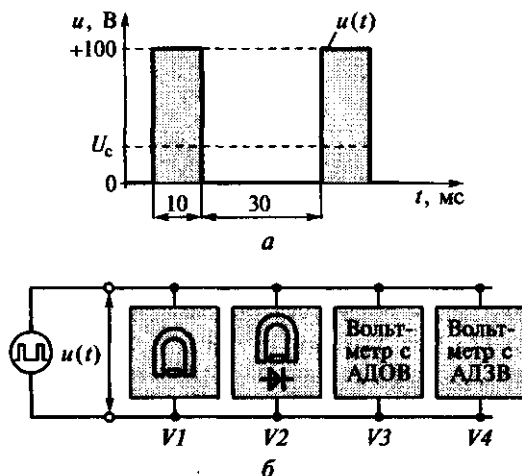


Рис. 3.30. Реакция и показания различных приборов:

а — входной сигнал; б — схема включения приборов

- среднее значение входного сигнала U_c ;
- среднее выпрямленное значение сигнала $U_{c.в}$;
- среднее квадратическое (действующее) значение $U_{c.к}$;
- коэффициент амплитуды k_a сигнала;
- коэффициент формы k_ϕ сигнала.

Вольтметр VI (магнитоэлектрический) реагирует на среднее значение и, поскольку не предназначен для работы с переменными сигналами такой частоты, то и покажет среднее значение. Среднее значение U_c в общем случае есть интеграл функции сигнала на периоде. Для указанного сигнала с такой формой значения U_c определяется отношением площади импульса к периоду и имеет вид

$$U_c = (100 \cdot 10) : 40 = 25 \text{ В.}$$

Среднее выпрямленное значение $U_{c.в}$ в данном случае совпадает со средним значением U_c , так как сигнал однополярный:

$$U_{c.в} = U_c = 25 \text{ В.}$$

Среднее квадратическое (действующее) значение $U_{c.к}$ может быть вычислено в соответствии с известным общим выражением (см. подразд. 2.1.1):

$$U_{c.к} = 50 \text{ В.}$$

Поскольку амплитудное значение входного сигнала известно и равно $U_{\max} = 100 \text{ В}$, то теперь можно найти значения коэффициентов амплитуды k_a и формы k_ϕ данного сигнала:

$$k_a = U_{\max} / U_{c.к} = 100 : 50 = 2;$$

$$k_\phi = U_{c.к} / U_{c.в} = 50 : 25 = 2.$$

Теперь, вспомнив, на что реагируют и в каких значениях отградуированы подключенные приборы (VI , $V2$, $V3$, $V4$), легко найти и записать их показания: $U_{VI} = 25 \text{ В}$; $U_{V2} = 25 \cdot 1,11 \approx 27,8 \text{ В}$; $U_{V3} = 100 : 1,41 \approx 71 \text{ В}$; $U_{V4} = (100 - 25) : 1,41 \approx 53,2 \text{ В}$.

Отметим, что в реальных экспериментах (где форма сигнала обычно не известна) подобная разница в показаниях исправных приборов свидетельствовала бы о значительной несинусоидальности измеряемого сигнала.

Рассмотрим теперь обратную задачу. Допустим, нам известны показания четырех вольтметров (VI ; $V2$; $V3$; $V4$) различных принципов действия, подключенных параллельно к одному источнику периодического несинусоидального напряжения. Первый вольтметр VI — магнитоэлектрический — показал $U_{VI} = 20 \text{ В}$; второй $V2$ — электронный с АДОВ — показал $U_{V2} = 21,3 \text{ В}$; третий $V3$ — электронный с АДЗВ — $U_{V3} = 7,1 \text{ В}$; четвертый $V4$ — электронный с термоэлектрическим детектором — $U_{V4} = 22,4 \text{ В}$. Судя по тому, что показания приборов заметно различаются, измеряемый

сигнал — несинусоидален, а может быть и несимметричен по отношению к оси времени, т.е. имеет ненулевую постоянную составляющую.

Пренебрегая всеми погрешностями, необходимо найти амплитудное $U_{\max}$, среднее U_c и действующее $U_{c.k}$ значения входного сигнала, а также амплитуду только переменной его составляющей $U_{\max_-}$. Первый прибор $V1$ (МЭ вольтметр) реагирует на среднее значение напряжения и показывает его же, т.е. среднее значение $U_c = 20$ В. Это означает наличие во входном сигнале постоянной составляющей $U_0 = 20$ В. Общее амплитудное значение $U_{\max}$ можно определить по показаниям U_{V2} электронного вольтметра $V2$ с АДОВ:

$$U_{\max} = U_{V2} k_{a \sin} = 21,3 \cdot 1,41 \approx 30 \text{ В.}$$

Реальное $U_{c.k}$ (действующее) значение входного сигнала даст вольтметр с термоэлектрическим детектором:

$$U_{c.k} = U_{V4} = 22,4 \text{ В.}$$

Показания U_{V3} вольтметра $V3$ с АДЗВ позволяют найти амплитуду $U_{\max_-}$ только переменной составляющей (поскольку такой прибор игнорирует постоянную составляющую входного сигнала):

$$U_{\max_-} = U_{V3} k_{a \sin} = 7,1 \cdot 1,41 = 10 \text{ В.}$$

Если сигнал содержит и постоянную, и переменную составляющие, то, зная их отдельные действующие значения, можно найти общее действующее значение как их геометрическую сумму.

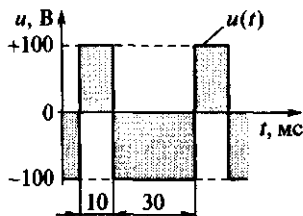
Контрольные вопросы

1. Ток в цепи содержит постоянную составляющую (100...200 мА) и переменную (частотой примерно 100 Гц и амплитудой около 150 мА). Миллиамперметр какой системы следует выбрать для измерения значения только постоянной составляющей?

2. Внутреннее сопротивление магнитоэлектрического вольтметра $R_V = 10$ кОм, диапазон измерения $U_n = 10$ В. Найдите значение сопротивления добавочного резистора R_d , необходимого для расширения диапазона измерения до $U = 100$ В.

3. Диапазон измерения тока магнитоэлектрического амперметра $I_n = 100$ мА, внутреннее сопротивление R_A равно 10 Ом. Найдите значение сопротивления шунта $R_{ш}$, необходимого для расширения диапазона измерения тока до $I = 1$ А.

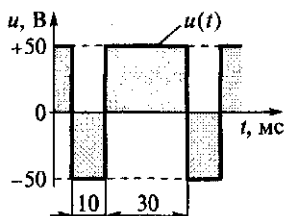
4. Найдите среднее U_c , среднее выпрямленное $U_{c.в}$ и среднее квадратическое $U_{c.k}$ значения сигнала, показанного на рисунке.



5. Имеется источник периодического несинусоидального напряжения с частотой примерно 1 МГц и амплитудой около 1000 В. Электромеханический вольтметр какой системы Вы выберете для определения среднего квадратического (действующего) значения этого напряжения?

6. В чем состоит основное преимущество приборов термоэлектрической системы? Какой основной недостаток у приборов этой системы?

7. Найдите значения коэффициентов амплитуды k_a и формы k_f сигнала, показанного на рисунке.



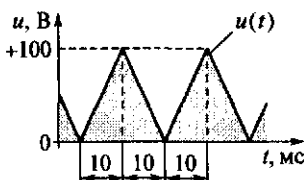
8. Несинусоидальный сигнал, имеющий амплитудное значение 100 В и коэффициент амплитуды $k_a = 2$, подан на вольтметр электродинамической системы. Пренебрегая всеми погрешностями, найдите показания прибора.

9. Три вольтметра подключены параллельно к источнику периодического напряжения. Получены следующие показания: электронный вольтметр с АДОВ $U_{V1} = 90$ В; электромагнитный $U_{V2} = 50$ В; магнитоэлектрический $U_{V3} = 0$. Найдите амплитудное, среднее, среднее квадратическое значения входного сигнала, а также его коэффициент амплитуды.

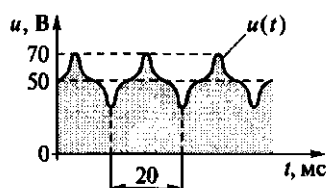
10. Коэффициент амплитуды периодического напряжения $k_a = 2$, среднее квадратическое значение $U_{с.к} = 40$ В, среднее значение $U_c = 0$ В. Что покажет электронный вольтметр с АДЗВ, если его подключить к источнику такого сигнала?

11. Какому значению периодического напряжения пропорциональны показания электромагнитного вольтметра? Запишите выражение вращающего момента для этого прибора.

12. Найдите показания вольтметров: магнитоэлектрического; выпрямительного; электронного с АДОВ и электронного с АДЗВ, подключенных к источнику сигнала, форма которого показана на рисунке.



13. Электромеханический вольтметр какой системы следует выбрать для измерения постоянного напряжения $U = 1500 \dots 2000$ В (потенциала анода электронно-лучевой трубки)? Выходное сопротивление источника напряжения 100...200 кОм. Основная приведенная погрешность прибора не должна превосходить 1,0...1,5 %.



14. Найдите показания вольтметров: магнитоэлектрического; выпрямительного; электронного с АДОВ; электронного с АДЗВ, подключенных к источнику сигнала, форма которого показана на рисунке.

15. Для оснащения электроэнергетического объекта требуется множество однотипных электромеханических вольтметров. Критерии: диапазон измеряемых действующих значений 150...250 В; предел приведенной погрешности 1,5...2,0 %; номинальная частота измеряемого напряжения 50 Гц; приборы должны быть устойчивы к перегрузкам (до 100 %) и иметь сравнительно низкую стоимость. Выберите систему вольтметра, отвечающую этим требованиям.

ГЛАВА 4

ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОЙ ОСЦИЛЛОГРАФ

4.1. УСТРОЙСТВО ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОГО ОСЦИЛЛОГРАФА

Класс осциллографов сегодня может быть поделен на две сильно различающиеся группы: аналоговые (электронно-лучевые и светолучевые) и цифровые. Каждая из этих групп имеет свои функциональные возможности, достоинства и недостатки, метрологические и эксплуатационные характеристики, свои области и специфику применения.

Электронно-лучевой осциллограф (ЭЛО) как законченный прибор широкого назначения начал применяться в 30-х гг. XX в. (хотя электронно-лучевая трубка появилась еще в конце XIX в.). До настоящего времени ЭЛО является, пожалуй, одним из основных инструментов изучения различных динамических процессов во временной области. Классический ЭЛО — это электронный аналоговый измерительный прибор, который используется для исследования, как правило, периодических процессов в реальном времени.

Упрощенно структуру ЭЛО можно представить тремя основными частями (рис. 4.1): канал вертикального отклонения луча (канал Y), канал горизонтального отклонения (канал X) и электронно-лучевая трубка (ЭЛТ). Такое название каналов (Y и X) отвечает классическому двухкоординатному представлению различных функций (вертикальная ось — ось ординат Y , горизонтальная ось — ось абсцисс X).

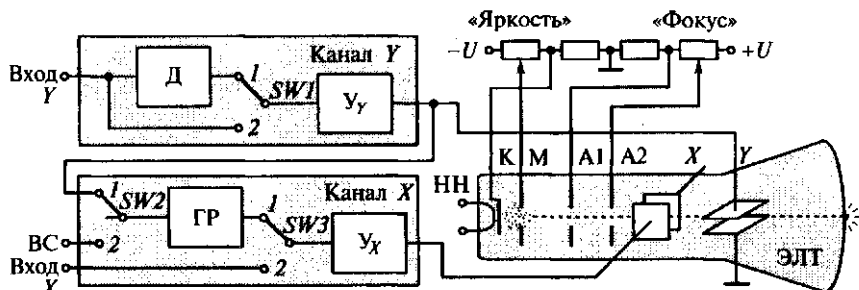


Рис. 4.1. Упрощенная структура электронно-лучевого осциллографа

Назначение каналов Y и X — преобразование входных исследуемых и/или вспомогательных напряжений до уровней, необходимых для управления потоком электронов в электронно-лучевой трубке. Назначение этой трубки — формирование изображения исследуемого сигнала или изображения, отражающего результат взаимодействия двух или нескольких сигналов.

Рассмотрим подробнее устройство и работу каждой из этих частей.

4.1.1. Каналы вертикального и горизонтального отклонения

Максимально упрощая рассматриваемую структуру ЭЛО (см. рис. 4.1), представим канал вертикального отклонения (канал Y) содержащим только делитель напряжения (D), усилитель (U_Y) и переключатель $SW1$. Делитель D предназначен для уменьшения входных исследуемых сигналов больших уровней, при этом переключатель $SW1$ находится в положении 1. Усилитель U_Y служит для усиления малых входных сигналов, при этом переключатель $SW1$ находится в положении 2. Выходной сигнал усилителя поступает на пластины Y ЭЛТ, а также на вход канала X . Все элементы канала Y обладают достаточно широкой полосой частот пропускания (верхняя граница полосы у обычных моделей ЭЛО составляет единицы — десятки мегагерц).

Канал горизонтального отклонения (канал X) в упрощенном виде можно представить так: генератор развертки ($ГР$), усилитель (U_X), два переключателя $SW2$ и $SW3$. Вход внешней синхронизации (BC) предназначен для запуска генератора развертки внешним вспомогательным сигналом. Генератор развертки формирует линейно изменяющееся (пилообразное) напряжение, которое через U_X поступает на пластины горизонтального отклонения — пластины X ЭЛТ. Это напряжение в течение интервала времени прямого хода как бы «разворачивает» исследуемый сигнал по горизонтальной оси (т.е. оси X) с постоянной скоростью. Таким образом создается аналогия развертки в текущем времени. Усилитель U_X предназначен для усиления входного сигнала до уровня, необходимого для нормального отклонения луча. В положении 1 переключателя $SW2$ на вход $ГР$ поступает сигнал с выхода канала Y . Таким образом обеспечивается режим внутреннего запуска генератора развертки исследуемым сигналом. В положении 2 переключателя $SW2$ на вход $ГР$ поступает сигнал синхронизации от внешнего источника.

С помощью переключателя $SW3$ выбирается режим развертки: положение 1 — режим линейной развертки ($Y-t$); положение 2 — режим $Y-X$ (в частности круговой развертки).

Конечно, реальная структура ЭЛО и устройство ЭЛТ гораздо сложнее рассмотренных нами.

4.1.2. Электронно-лучевая трубка

Конструктивно электронно-лучевая трубка (ЭЛТ) — основной элемент ЭЛО — представляет собой стеклянный баллон с глубоким вакуумом, в который встроены металлические электроды (рис. 4.2). Внутренняя поверхность экрана ЭЛТ покрыта люминофором — веществом, которое светится в месте удара потока электронов.

Нить накала (НН), находящаяся внутри цилиндра катода (К), нагревает его. С поверхности нагретого катода вылетают электроны, которые, стремясь к высокому положительному потенциалу анодов А1 и А2, проходят сквозь модулятор («сетку»). Модулятор (М) имеет отрицательный по отношению к катоду потенциал, изменяя который (см. рис. 4.1), можно менять число проходящих сквозь него электронов и, тем самым, регулировать яркость изображения на экране ЭЛТ. Аноды А1 и А2 образуют своеобразную электронную линзу, благодаря которой осуществляется фокусирование потока электронов (и, следовательно — изображения). Кроме того, аноды обеспечивают значительную скорость движения электронов, достаточную для нормального свечения люминофора экрана в месте удара.

Рассмотренные электроды (НН, К, М, А1 и А2) образуют так называемую *электронную пушку*, назначение которой — формирование узкого пучка летящих с большой скоростью электронов (луча). Далее поток электронов пролетает между двумя парами

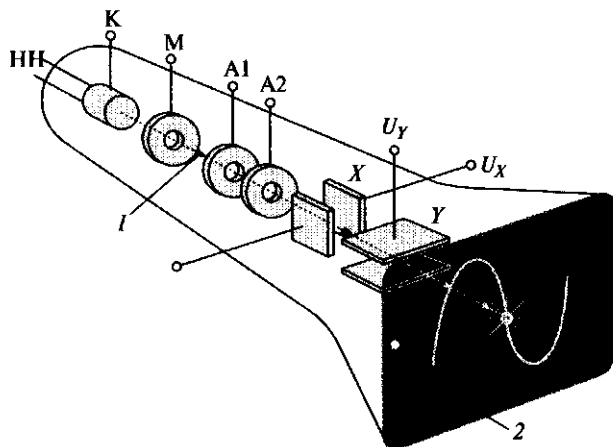


Рис. 4.2. Устройство ЭЛТ:

НН — нить накала; К — катод; М — модулятор; А1, А2 — аноды; Х, У — пластины; I — поток электронов; 2 — экран

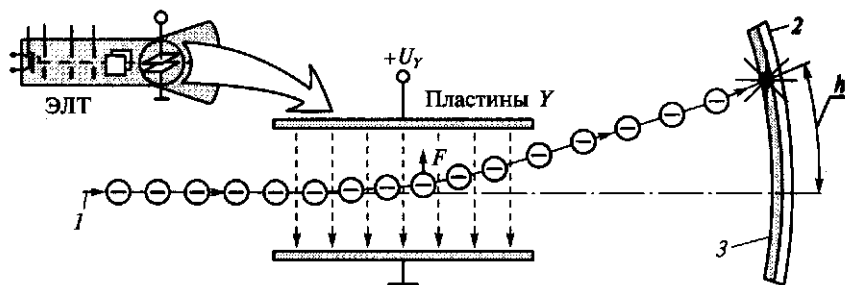


Рис. 4.3. Отклонение потока электронов в поле пластин:

1 — поток электронов; 2 — экран; 3 — люминофор

отклоняющих его пластин (X и Y), расположенных взаимно-перпендикулярно.

Приложенные к пластинам X и Y напряжения отклоняют луч и, как следствие, определяют положение светящегося пятна на экране. Отклонение потока электронов в электрическом поле пластин (на примере действия одной пары пластин — пластин Y) иллюстрирует рис. 4.3. Если к пластинам Y приложено некоторое постоянное напряжение U_Y , то между пластинами возникает электрическое поле, напряженность которого E прямо пропорциональна напряжению U_Y и обратно пропорциональна расстоянию между пластинами.

Поток электронов, пролетая в электрическом поле пластин, испытывает действие силы F . Значение этой силы F пропорционально напряженности E электрического поля. Таким образом, отклонение потока электронов и, следовательно, вертикальное отклонение h светящегося пятна на экране определяются напряжением на пластинах U_Y . Если напряжение на пластинах U_Y меняется, то пропорционально меняется и отклонение пятна на экране h .

Действие другой пары пластин — пластин X — на поток электронов аналогично рассмотренному, но только отклонение потока электронов при подаче напряжения U_X происходит в горизонтальной плоскости и, следовательно, на экране в горизонтальном направлении, т. е. вдоль оси X .

Чувствительность собственно ЭЛТ низка, поэтому для работы с сигналами обычных уровней (доли вольта — единицы вольт) необходимо предварительное усиление исследуемых сигналов. Кроме того, для организации различных режимов работы, возможности измерения сигналов в достаточно широких диапазонах изменения их амплитуд и частот необходимы дополнительные узлы. Для обеспечения этих возможностей и предназначены элементы каналов Y и X .

4.1.3. Двухканальные электронно-лучевые осциллографы

Довольно широко распространены сегодня двухканальные (двух-лучевые) осциллографы, которые имеют более широкие возможности, так как позволяют одновременно исследовать два разных протекающих процесса. У таких приборов два отдельных входа Y , они содержат два самостоятельных канала вертикального отклонения Y , аналогичных рассмотренным для обычных одноканальных ЭЛО. Электронно-лучевая трубка — общая для обоих каналов и состоит из двух отдельных электронных пушек, которые формируют два потока электронов (луча). Каждый из этих потоков управляется своими парами пластин Y и X . Таким образом, на одном экране одновременно формируются изображения двух разных сигналов.

Поскольку, как правило, развертка во времени у двух входных сигналов общая, то появляется возможность, например, анализировать синхронность происходящих процессов, оценивать задержки или фазовые сдвиги между сигналами. Особенно удобны такие двухканальные ЭЛО при исследовании, наладке, ремонте релейных схем, узлов цифровой схемотехники (например, элементов запоминающих устройств, микропроцессорных контроллеров, блоков компьютеров и т. п.).

Параметры и метрологические характеристики каналов обычно идентичны. Значения коэффициентов отклонения по вертикали могут меняться индивидуально по каждому каналу, а коэффициент отклонения по горизонтали (коэффициент развертки) общий и изменяется одновременно для обоих входных сигналов.

4.2. ФОРМИРОВАНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ЭКРАНЕ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОЙ ТРУБКИ

Если и на пластины Y , и на пластины X поступают изменяющиеся во времени сигналы, то траектория движения светящегося пятна на экране будет определяться характером поведения этих сигналов.

Если напряжения на пластинах меняются достаточно быстро (с частотой более 20...30 Гц), то траектория пятна на экране представляется сплошной линией. При малых скоростях (частоты ниже 1 Гц) можно наблюдать на экране светящуюся точку, перемещающуюся по экрану ЭЛТ.

В ЭЛО используются разные способы (режимы) формирования изображения.

4.2.1. Режим линейной развертки (режим $Y-t$)

Режим линейной развертки называется также режимом $Y-t$, поскольку входной сигнал Y как бы разворачивается в текущем времени t . Это наиболее часто используемый режим, в котором можно

исследовать изменения входного сигнала во времени. В этом случае на пластины Y подается исследуемый сигнал, а на пластины X подается пилообразное напряжение. На рис. 4.4 показан случай синусоидального исследуемого сигнала U_Y с периодом T_c и линейно изменяющегося напряжения ГР U_X с периодом $T_p = T_c$.

Линейная развертка может быть реализована в автоколебательном режиме или в режиме ждущей развертки.

Автоколебательный режим развертки. В этом режиме ГР непрерывно генерирует периодическое пилообразное напряжение. Если период сигнала T_c окажется равным периоду напряжения генератора развертки T_p , то траектория движения светящегося пятна на экране будет повторяться от цикла к циклу, т.е. в каждом периоде развертки T_p изображение будет одним и тем же. Таким образом, изображение на экране будет устойчивым (рис. 4.5).

Отметим, что изображение будет устойчивым также и при кратном отношении ($T_p/T_c = 2$; $T_p/T_c = 3$; $T_p/T_c = 4$; ...).

В более общем случае, когда периоды исследуемого сигнала и ГР не равны (и не кратны), изображение на экране будет неустойчивым и/или неудобным, так как в каждом цикле развертки луча изображение будет отличаться от изображений предыдущих циклов. Суммарное изображение как бы бежит по экрану. В некоторых случаях изображение может быть устойчивым, но неудобным для анализа. При достаточно высоких частотах сигналов (десятки герц и выше) отдельные изображения в каждом цикле чередуются так быстро, что (из-за инерционности человеческого глаза и имеюще-

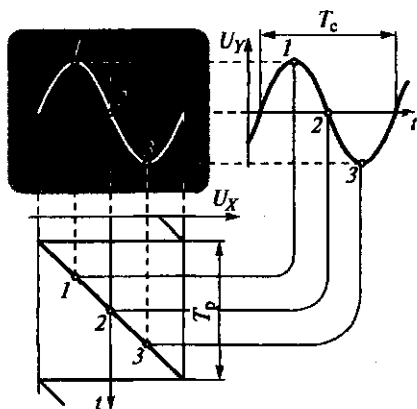


Рис. 4.4. Режим линейной развертки (режим $Y-t$)

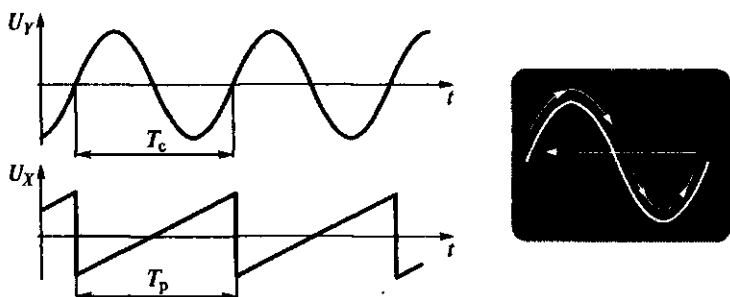


Рис. 4.5. Случай равенства периодов сигнала и генератора развертки

гося послесвечения люминофора) как бы накладываются друг на друга, создавая единый образ. На рис. 4.6 приведен пример формирования изображения для отношения периодов $T_p/T_c = 3/4$. В данном случае изображение на экране хоть и устойчивое, но неудобное для работы.

Одни и те же пары сигналов могут создавать разные изображения на экране в зависимости от начальных временных сдвигов напряжений на пластинах. На рис. 4.7 приведены примеры изображений для сигналов с различными временными сдвигами. Изображение 1 соответствует паре напряжений U_Y и U_{X1} , изображение 2 соответствует паре напряжений U_Y и U_{X2} , изображение 3 соответствует паре напряжений U_Y и U_{X3} , изображение 4 соответствует паре напряжений U_Y и U_{X4} .

Ждущий режим развертки. В отличие от автоколебательного режима развертки режим ждущей развертки позволяет получить повторяющееся устойчивое изображение при периодическом сигнале на входе Y независимо от соотношения периодов напряжения

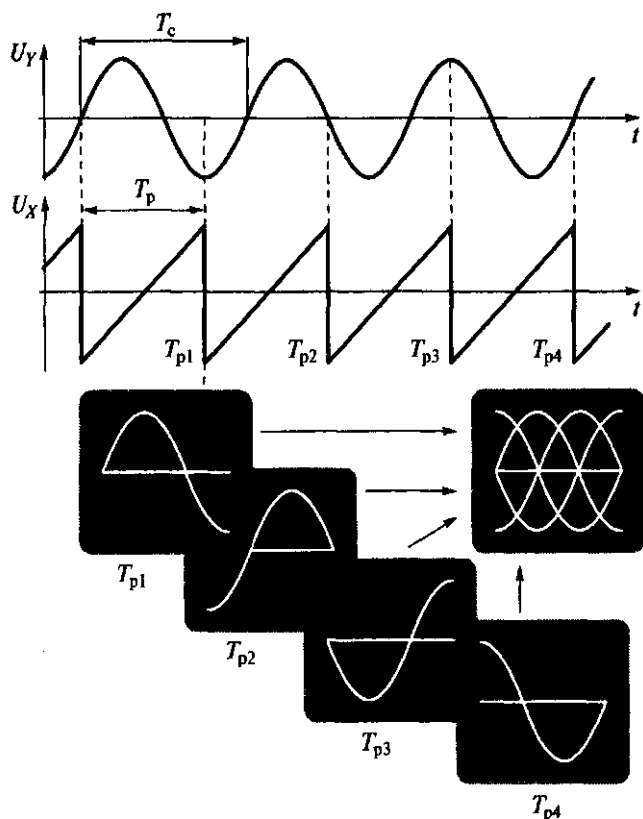


Рис. 4.6. Случай неравенства периодов сигнала и генератора развертки

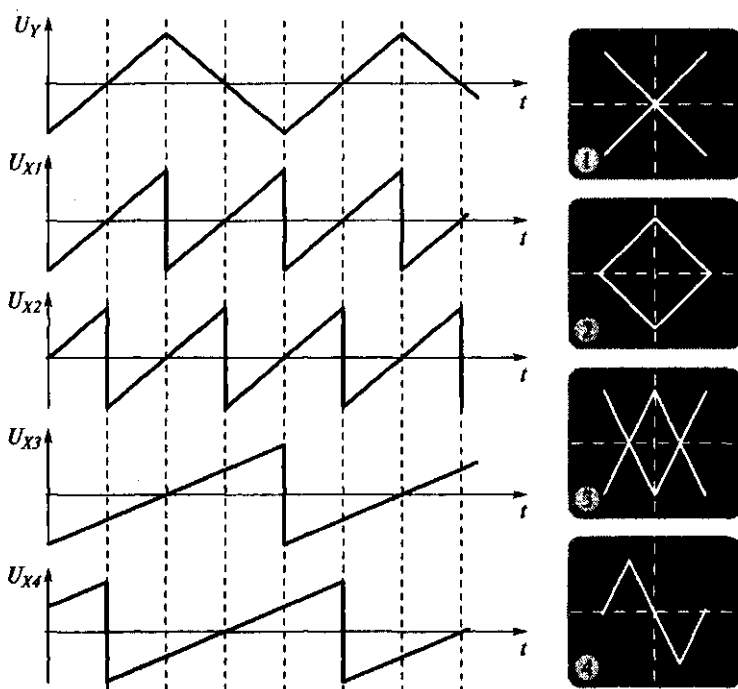


Рис. 4.7. Формирование изображения на экране

ГР $U_{ГР}$ и входного напряжения U_Y . При этом цикл работы ГР определяется (задается) неким управляющим напряжением, например входным исследуемым сигналом U_Y . Запуск ГР (начало формирования «пилы») происходит лишь при наличии заданных оператором признаков, например определенного уровня входного сигнала и знака его изменения (производной). На рис. 4.8 показан случай, соответствующий нулевому уровню запуска (значению вход-

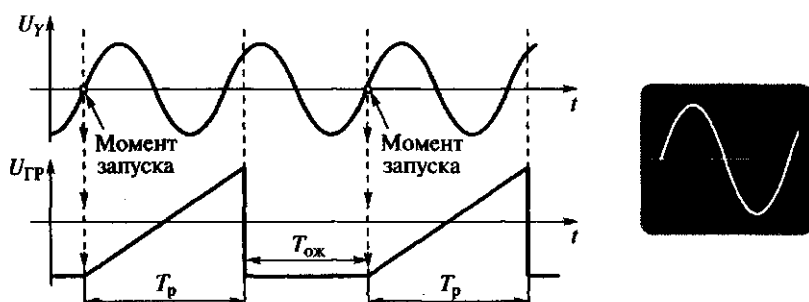


Рис. 4.8. Режим ждущей развертки

ного напряжения $U_Y = 0$) и положительному изменению входного сигнала (т.е. при его возрастании).

Цикл работы ГР при этом состоит из интервалов рабочего хода — T_p и интервала ожидания — $T_{ож}$. Значение T_p не зависит от периода входного сигнала и задается оператором. Значение $T_{ож}$ (точнее — момент его окончания) определяется следующим моментом совпадения заданных признаков управляющего сигнала (см. рис. 4.8).

В качестве управляющего запуском развертки сигнала (сигнала синхронизации) могут использоваться:

- входной исследуемый сигнал (внутренний запуск);
- внешний вспомогательный сигнал (внешний запуск);
- сигнал напряжения электрической сети питания ЭЛО.

Режим ждущей развертки удобен в большинстве случаев, поэтому он наиболее часто используется.

4.2.2. Режим $Y-X$

В отличие от режима линейной развертки в этом режиме на входы Y и X могут поступать исследуемые сигналы различных форм. Генератор развертки при этом не используется.

Метод эллипса. В режиме круговой (эллиптической) развертки на входы Y и X ЭЛО подаются синусоидальные сигналы одной частоты или разных частот. На рис. 4.9 приведен пример формирования изображения при поданных на пластины Y и X двух синусоидальных напряжений одной частоты, но сдвинутых друг относительно друга на 90° .

Если на пластины Y и X поступают два синусоидальных сигнала одной частоты $f = 1/T$, но с некоторым сдвигом фаз $\varphi = \frac{\Delta t \cdot 360}{T}$, то на экране ЭЛТ возникнет изображение наклоненного эллипса, по некоторым параметрам которого можно найти значение фазового сдвига φ .

Измерив отрезки a и b , или c и d в изображении эллипса на экране, можно найти фазовый сдвиг φ (рис. 4.10).

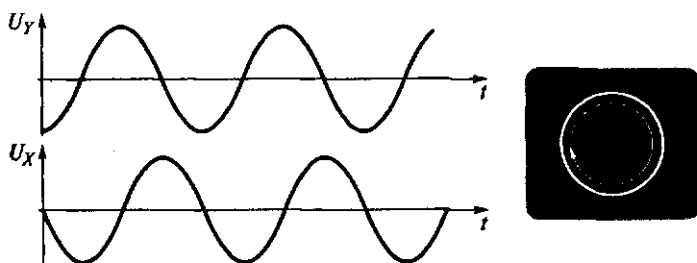


Рис. 4.9. Режим круговой развертки (режим $Y-X$)

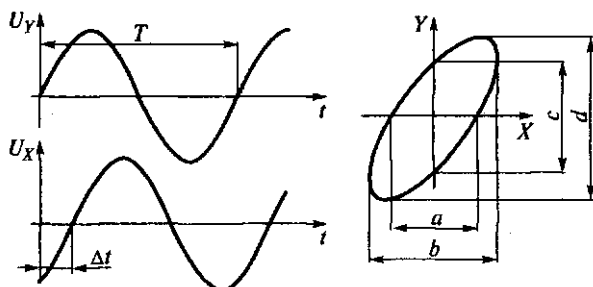


Рис. 4.10. Определение значения фазового сдвига

Поскольку $\sin \varphi = a/b$, или $\sin \varphi = c/d$, то значение фазового сдвига φ определяется таким образом:

$$\varphi = \arcsin(a/b) = \arcsin(c/d).$$

На рис. 4.11 приведены примеры изображений для разных значений фазового сдвига φ .

Метод фигур Лиссажу. Если на пластины Y и X поступают синусоидальные напряжения разных частот f_Y и f_X , то на экране ЭЛТ возникает изображение замкнутой фигуры — фигуры Лиссажу. На рис. 4.12 показан случай формирования изображения, когда частота f_Y вдвое больше частоты f_X .

Зная значение одной из частот, можно найти значение другой. Этот метод используется для измерения неизвестной частоты синусоидальных сигналов. На один вход ЭЛО (любой), например, на вход Y , подается сигнал неизвестной частоты, на другой — вход X — подается напряжение с выхода генератора синусоидальных сигналов. Изменением частоты сигнала генератора добиваются устойчивого изображения на экране одной из понятных (удобных) фигур Лиссажу. Затем определяется число точек пересечения полученной фигуры горизонтальной и вертикальной линиями (рис. 4.13, а). Для получения правильного результата линии долж-

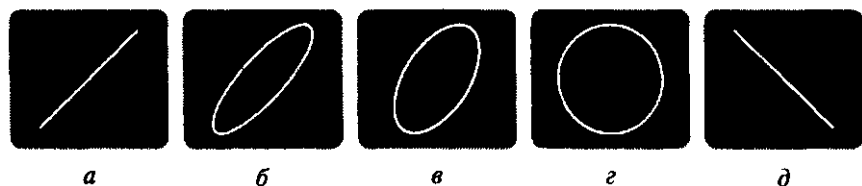


Рис. 4.11. Изображения на экране в методе эллипса для разных значений фазового сдвига:

$$a - \varphi = 0^\circ; \text{ б } - \varphi = 30^\circ; \text{ в } - \varphi = 60^\circ; \text{ г } - \varphi = 90^\circ; \text{ д } - \varphi = 180^\circ$$

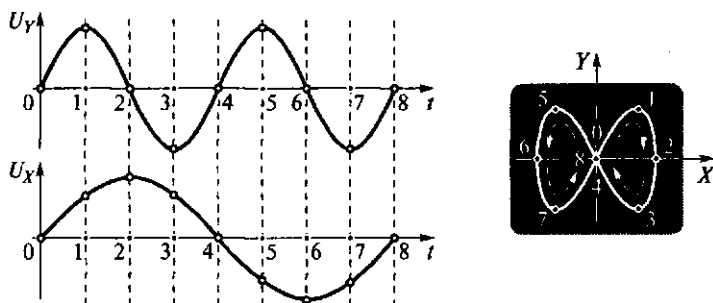


Рис. 4.12. Метод фигур Лиссажу

ны проходить таким образом, чтобы число точек пересечения обеими линиями было максимальным.

После этого отсчитывается значение установленной частоты сигнала генератора. Отношение частот f_Y/f_X равно отношению числа точек пересечения по горизонтали N_r и по вертикали N_b :

$$f_Y/f_X = N_r/N_b.$$

На рис. 4.13, а приведен пример фигуры Лиссажу с соотношением точек пересечения $N_r/N_b = 6/4$. Это значит, что частота сигнала на входе Y в полтора раза больше, чем частота сигнала на входе X . Например, если частота сигнала генератора, поданного на вход X , оказалась равной 12,4 кГц, то при такой фигуре на экране значение неизвестной частоты сигнала, поданного на вход Y , равно 18,6 кГц.

Можно использовать и касательные к фигуре линии (см. рис. 4.13, б), тогда нужно использовать аналогичное соотношение, но точек касания горизонтальной и вертикальной касательной.

На рис. 4.14 приведены примеры изображений для различных соотношений значений частот f_Y и f_X .

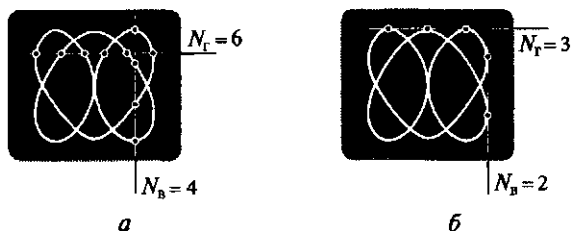


Рис. 4.13. Определение точек пересечения (а) или касания (б)

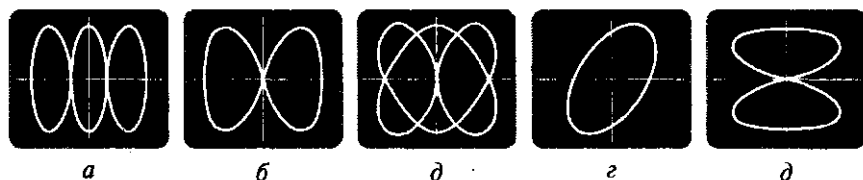


Рис. 4.14. Фигуры Лиссажу при соотношении частот f_Y/f_X , равном:
 $a - 3$; $б - 2$; $в - 3/2$; $г - 1$; $д - 1/2$

Общий случай. В режиме $Y-X$ возможна также работа с сигналами любых форм.

Понимание принципа управления отклонением луча позволяет априори определить возможную траекторию движения пятна на экране при известных диаграммах сигналов на пластинах. При достаточном навыке для построения изображения можно обойтись сравнительно небольшим числом точек. Кроме того, для случаев кусочно-линейных сигналов (или хотя бы одного из них) можно упростить процесс построения, рассматривая интервалы времени, соответствующие однообразному (постоянному) поведению сигналов, например, постоянным производным, и дающие сразу целые фрагменты траектории, а не только точки. На рис. 4.15 показан случай двух сигналов с постоянными производными на некоторых интервалах времени. Легко видеть, что на интервалах 1, 2, 3, 4 на экране будут отрезки прямых линий, что при систематическом и достаточно быстром повторении образует на экране прямоугольник (квадрат).

В этом режиме ЭЛО может использоваться в качестве *характериографа* — инструмента исследования характеристик электронных, электрических и электромагнитных устройств. Например, с помощью ЭЛО можно получить зависимость выходного напряжения четырехполюсника от входного.

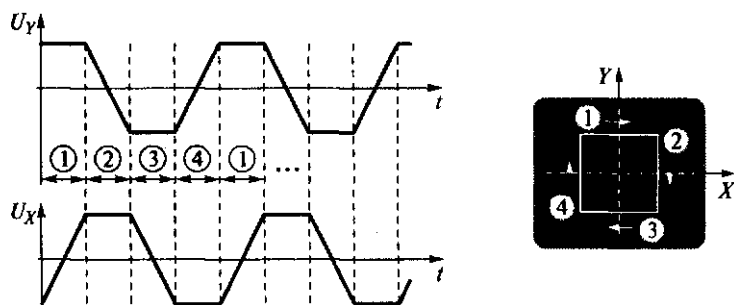


Рис. 4.15. Формирование изображения на экране

4.2.3. Растровый режим (режим $Y-X-Z$)

В этом режиме на пластины Y и X подаются периодически изменяющиеся сигналы U_Y и U_X , которые заставляют луч последовательно с большой скоростью обегать множество сдвинутых параллельных горизонтальных строк (рис. 4.16). Так формируется *растр*.

Не вся траектория луча видна на экране. Изменением напряжения U_Z на модуляторе M ЭЛТ можно управлять яркостью отдельных элементов траектории. Таким образом можно формировать разнообразие изображения (как графические, так и знаковые) с помощью множества светящихся точек или небольших фрагментов.

Отрицательное значение напряжения U_Z , как говорят, «закрывает» ЭЛТ, т. е. резко уменьшает число электронов в пучке, и свечения пятна на экране при этом не будет. Положительным импульсом напряжения U_Z ЭЛТ «открывается» и в соответствующем месте экрана возникает светящееся пятно. В примере на рис. 4.16 светящиеся в начале каждой строки пятна образуют как бы вертикальную линию в левой части экрана.

Скорость обегания всего экрана должна быть достаточно высокой с тем, чтобы обновление всего кадра не замечалось глазом, т. е. не реже 25 раз в секунду.

Число строк также должно быть достаточно большим для образования удовлетворительного по разрешающей способности изображения (образа).

Обычно число строк в этом режиме — не менее нескольких сотен. Чем больше число строк и чем выше скорость изменения кадров, тем выше качество изображения.

Отметим, что подобный режим редко применяется в классических электронно-лучевых осциллографах, но является основным в электронно-лучевых трубках цифровых осциллографов, телевизоров, мониторов персональных компьютеров.

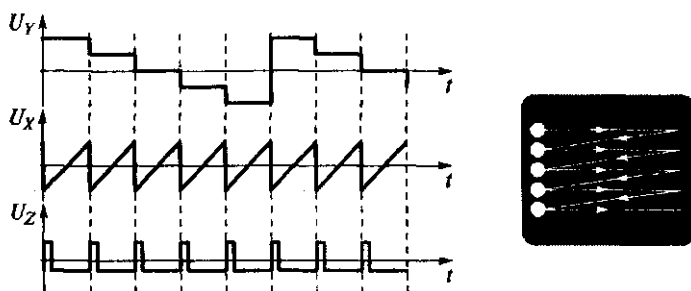


Рис. 4.16. Растровый режим (режим $Y-X-Z$)

4.3. МЕТРОЛОГИЯ ОСЦИЛЛОГРАФИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

Общая погрешность результата измерения, выполненного с помощью осциллографа, содержит те же составляющие, что и погрешность результата любого другого измерения: инструментальную, методическую и субъективную. Хотя в подходах к оценкам отдельных составляющих отражается определенная специфика осциллографических измерений.

4.3.1. Инструментальная погрешность

Инструментальная погрешность результата осциллографического измерения складывается из статической (при постоянном или низкочастотном входном сигнале) и динамической составляющих.

Статическая погрешность. При измерении как амплитудных, так и временных параметров можно использовать общий подход к оценке погрешностей. Поскольку подавляющее большинство случаев применения ЭЛО основано на измерении длин линейных отрезков (например, при измерении амплитуды и периода сигнала, длительности импульса), то наличие систематических аддитивных погрешностей каналов Y и X не приводит к погрешностям результатов, так как определяет лишь сдвиг изображения на экране.

Мультипликативные же погрешности каналов в большинстве случаев влияют на результат измерения, так как искажения линейных параметров изображения на экране при этом линейно зависят от значения входной величины. Пределы допустимых относительных мультипликативных погрешностей каналов Y и X называются погрешностями коэффициентов отклонения и задаются количественно, например, так: $\delta_Y = \pm 5\%$; $\delta_X = \pm 2\%$. Эти значения характеризуют только статическую (или низкочастотную) погрешность воспроизведения сигналов каналами.

Динамическая погрешность. Входные каналы ЭЛО не в состоянии воспринимать («пропускать») высокочастотные сигналы в бесконечно широкой полосе частот. Есть естественные ограничения. Полоса частот, которую пропускает канал ЭЛО (т. е. позволяет нормально исследовать), зависит от схемотехники и элементной базы его каналов. Понятно, что чем шире полоса частот, тем лучше. Ее граница определяется верхней частотой $f_{\text{в}}$ полосы пропускания.

К характеристикам ЭЛО, определяющим динамическую погрешность, относятся:

- амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) и значение верхней границы $f_{\text{в}}$ полосы пропускания по каналам Y и X ;
- время нарастания τ_n переходной характеристики канала Y ;
- время установления τ_y ;
- неравномерность АЧХ канала Y ;
- фазочастотная характеристика (ФЧХ) канала Y .



Рис. 4.17. Экспериментальное определение АЧХ канала УЭЛО

Рассмотрим основные из этих характеристик на примере канала Y .

Для лучшего понимания существа АЧХ рассмотрим, как практически определяется реальная АЧХ канала Y (рис. 4.17).

На вход канала Y ЭЛО подается синусоидальный сигнал от высокочастотного генератора, частота которого может регулироваться в широких пределах (верхняя граница диапазона изменения частоты должна быть не менее верхней границы f_v полосы пропускания исследуемого ЭЛО). Затем, изменяя (поочередно задавая несколько разных значений) частоту сигнала генератора и поддерживая (с помощью показаний широкополосного электронного вольтметра) амплитуду сигнала постоянной, фиксируют амплитуду изображаемого на экране сигнала. Таким образом, можно построить по некоторому множеству точек кривую АЧХ канала. Пример АЧХ канала Y ЭЛО показан на рис. 4.18.

По оси абсцисс отложены значения относительной частоты f/f_v сигнала, т. е. отношение частоты входного сигнала f к верхней границе полосы пропускания f_v канала (границе его частотного диапазона). По оси ординат (слева) отложена относительная амплитуда v изображения сигнала по осциллограмме $v = h/h_0$, где h — амплитуда сигнала по осциллограмме (изображению) на конкрет-

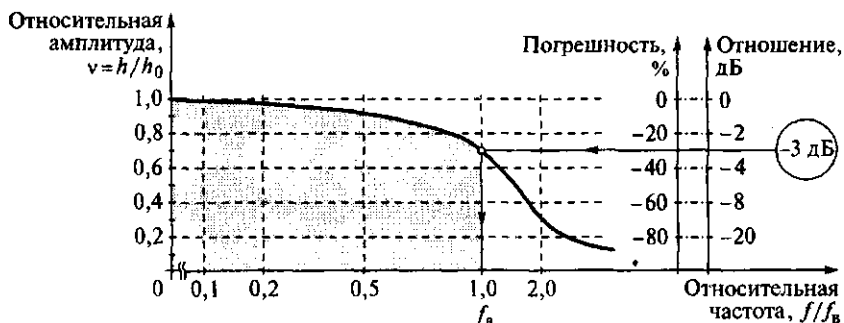


Рис. 4.18. Амплитудно-частотная характеристика канала Y

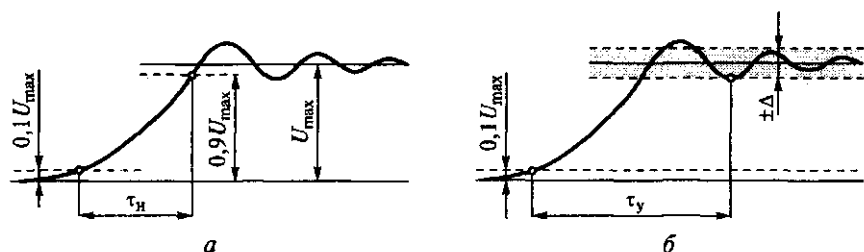


Рис. 4.19. Определение времени нарастания (а) и времени установления (б)

ной частоте, h_0 — амплитуда по осциллограмме при низкой частоте входного сигнала (или при постоянном напряжении).

Верхняя граница f_n полосы пропускания (для канала с открытым входом — см. далее) определяется по уровню уменьшения относительной амплитуды на -3 дБ и задается в паспорте на ЭЛО (например, так: $f_n = 10$ МГц). Зная АЧХ, можно определить погрешность воспроизведения на экране амплитуды синусоидального сигнала известной частоты. Например, при частоте входного сигнала $f = 5$ МГц и значении $f_n = 10$ МГц погрешность воспроизведения амплитуды синусоидального сигнала на экране составит приблизительно -10% (см. рис. 4.18).

Время нарастания τ_n переходной характеристики канала и время установления τ_y характеризуют реакцию ЭЛО на скачкообразные (импульсного характера) изменения входного сигнала. Время нарастания τ_n определяется интервалом времени изменения сигнала на экране от $0,1U_{\max}$ до $0,9U_{\max}$ амплитудного значения сигнала $U_{\max}$ (рис. 4.19, а).

Время установления τ_y определяется интервалом от $0,1U_{\max}$ до вхождения сигнала в заданную зону $\pm\Delta$ (например, $\pm 5\%$ от $U_{\max}$, рис. 4.19, б).

На практике значения времен нарастания τ_n и установления τ_y канала Y определяются так, как показано на рис. 4.20.

На вход канала Y ЭЛО подается сигнал от генератора прямоугольных импульсов. Длительность фронта выходного сигнала генератора должна быть заметно меньше ожидаемого времени нарастания и времени установления канала исследуемого ЭЛО. Затем, измерив указанные параметры осциллограммы сигнала,



Рис. 4.20. Экспериментальное определение времени нарастания и времени установления канала Y

определяют искомые значения времен нарастания τ_n и установления τ_y .

Неравномерность АЧХ канала и фазочастотная характеристика (ФЧХ) канала Y определяют в основном искажения формы несинусоидальных входных сигналов.

4.3.2. Погрешность взаимодействия

В осциллографических измерениях, как и в других измерениях, присутствует погрешность взаимодействия прибора с объектом исследования (ОИ) — источником сигнала, которая определяется соотношением выходного сопротивления источника и комплексного входного сопротивления (импеданса) ЭЛО. Так как осциллограф является измерителем напряжения, то, чем больше его входное сопротивление по сравнению с выходным сопротивлением источника сигнала, тем лучше. А поскольку ЭЛО подключается к источнику сигнала с помощью входного соединительного кабеля, то необходимо учитывать как входные параметры собственно прибора, так и параметры кабеля. При подключении ЭЛО к объекту исследования важное значение имеют правильный выбор входного кабеля, учет и согласование параметров источника сигнала, кабеля и собственно осциллографа.

Входные кабели (ВК) по своим возможностям делятся на *пассивные* и *активные*. Группа пассивных (не содержащих активных элементов) ВК — наиболее массовая группа и делится, в свою очередь, на кабели *без деления* (без уменьшения) входного сигнала (1:1) и кабели *с делением* сигнала (10:1; 100:1).

Самый простой пассивный ВК без деления сигнала (1:1) это по сути отрезок экранированного коаксиального (для уменьшения влияния внешних электромагнитных полей и создания определенного волнового сопротивления) кабеля с разъемом для подключения ко входу ЭЛО — с одной стороны, и контактами-щупами для подсоединения к ОИ — с другой. Такие ВК используются при исследовании сравнительно малых по амплитуде сигналов невысокой частоты, т.е. в тех случаях, когда значительная входная емкость (ограничивающая полосу пропускания) ЭЛО не приводит к серьезной погрешности взаимодействия. Схема подключения ВК приведена на рис. 4.21.

Коаксиальный кабель представляет собой распределенную электрическую емкость. Удельная емкость коаксиального кабеля обычно составляет (50...100) пФ на 1 м, поэтому длина ВК имеет существенное значение, так как определяет емкостное сопротивление кабеля и, следовательно, общую входную емкость. Таким образом, общая входная емкость (с точки зрения источника сигнала) $C_{вх}$ равна сумме емкостей кабеля C_k и усилителя C_y ЭЛО. Активное сопротивление кабеля пренебрежимо мало по сравнению с



Рис. 4.21. Подключение входного кабеля без деления (1:1)

сопротивлением входного усилителя ЭЛО, и его можно не учитывать. Общее входное сопротивление с учетом ВК определяется параллельным соединением активного сопротивления входного усилителя R_y и суммарной входной емкости $C_{вх}$. Строго говоря, необходимо также учитывать и емкость собственно контактов щупов (наконечников), подсоединяемых к ОИ. Типичное значение этой емкости — 2...5 пФ. Понятно, что чем меньше общая входная емкость и чем больше входное активное сопротивление, тем лучше, так как тем меньше будет погрешность взаимодействия и, следовательно, шире полоса частот пропускания.

Пассивные ВК с делением (ВКД) сигнала содержат дополнительную внутреннюю резистивно-емкостную цепь (резистор R и конденсатор C), обеспечивающую увеличение входного активного сопротивления и одновременно уменьшение входной емкости, т. е. расширение полосы частот исследуемых сигналов. Схема включения ВКД показана на рис. 4.22.

При соединении ОИ с ЭЛО таким кабелем возникает делитель напряжения, верхнее плечо которого образовано суммарным комплексным сопротивлением резистивно-емкостной цепи кабеля (R и C), а нижнее — параллельным соединением емкостей кабеля C_k , усилителя C_y и входного сопротивления R_y усилителя ЭЛО. На рис. 4.23 приведена эквивалентная схема подключения такого делителя.

В этом случае входное активное сопротивление $R_{вх}$ (с точки зрения ОИ) имеет вид

$$R_{вх} = R + R_y.$$



Рис. 4.22. Подключение входного кабеля с делением

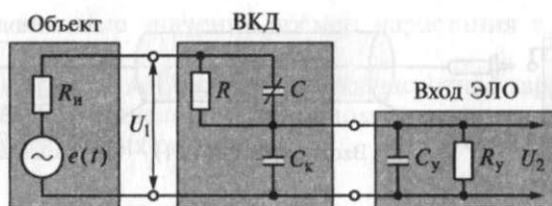


Рис. 4.23. Эквивалентная схема подключения кабеля с делением

Входная емкость $C_{\text{вх}}$ при этом образована последовательным соединением емкости конденсатора C резистивно-емкостной цепи ВКД и суммарной емкости параллельного соединения емкостей кабеля C_k и емкости усилителя C_y :

$$C_{\text{вх}} = \frac{C(C_k + C_y)}{C + C_k + C_y}.$$

Таким образом, очевидно, что в данном случае суммарная входная емкость $C_{\text{вх}}$ заметно уменьшается.

Рассмотрим пример для ВКД с коэффициентом деления 10 : 1. Известны параметры ЭЛО и ВКД:

$$R_y = 1 \text{ МОм}; C_y = 50 \text{ пФ}; C_k = 50 \text{ пФ}; R = 9 \text{ МОм}; C = 11 \text{ пФ}.$$

Сумма емкостей кабеля C_k и усилителя ЭЛО C_y :

$$C_k + C_y = 100 \text{ пФ}.$$

Окончательные значения суммарных входного активного сопротивления $R_{\text{вх}}$ и емкости $C_{\text{вх}}$ (с точки зрения источника сигнала) равны соответственно:

$$R_{\text{вх}} = 10 \text{ МОм}; C_{\text{вх}} = 10 \text{ пФ}.$$

Таким образом, в результате применения такого кабеля получаем значительно лучшие входные параметры прибора и, как следствие, лучшие динамические характеристики. Хотя, надо отметить, что использование ВКД пропорционально снижает чувствительность измерения. Напряжение U_2 , поступающее на вход усилителя ЭЛО, в коэффициент деления раз меньше, чем измеряемое напряжение U_1 . Скажем, в рассмотренном примере при постоянном (или низкочастотном) входном напряжении отношение $U_1/U_2 = 10$, т.е. чувствительность уменьшается в 10 раз.

Значение емкости конденсатора C ВКД можно изменять в небольших пределах для настройки частотных свойств делителя.

Если известны значения суммарных (с учетом соединительного кабеля любого типа) входного сопротивления и входной емкости, то погрешность взаимодействия $\Delta_{\text{вз}}$ для случая синусоидального сигнала оценивается следующим образом:

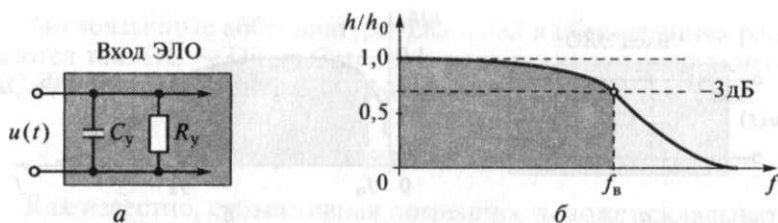


Рис. 4.24. Режим открытого входа (а) и его АЧХ (б)

$$\Delta_{вз} \approx -U \left[\frac{R_{и}}{R_{вх}} + 0,5(\omega\tau)^2 \right],$$

где U — результат измерения амплитуды; $R_{и}$ — сопротивление источника сигнала; $R_{вх}$ — суммарное входное сопротивление ЭЛО; ω — круговая частота сигнала ($\omega = 2\pi f$; f — частота входного сигнала); $\tau = R_{и}C_{вх}$ ($C_{вх}$ — суммарная входная емкость ЭЛО с кабелем).

Первое слагаемое в этой сумме характеризует значение погрешности при постоянном входном напряжении, а второе — при переменном напряжении определенной частоты $\omega = 2\pi f$.

Активные ВК содержат усилитель, который позволяет значительно повысить входное сопротивление ЭЛО и тем самым резко уменьшить погрешность взаимодействия.

Открытый и закрытый входы ЭЛО. В режиме так называемого открытого входа усилитель канала Y ЭЛО воспринимает любой сигнал пропорционально его мгновенным значениям.

На рис. 4.24, а приведена эквивалентная схема входного каскада усилителя Y ЭЛО в режиме открытого входа, а на рис. 4.24, б показана АЧХ канала Y в этом режиме. В режиме открытого входа ЭЛО воспринимает сигналы в полосе частот от 0 до f_v , Гц.

В режиме закрытого входа усилитель канала Y пропускает только переменную составляющую сигнала и игнорирует (не пропускает) постоянную составляющую. Представим себе сигнал $u(t)$, ко-

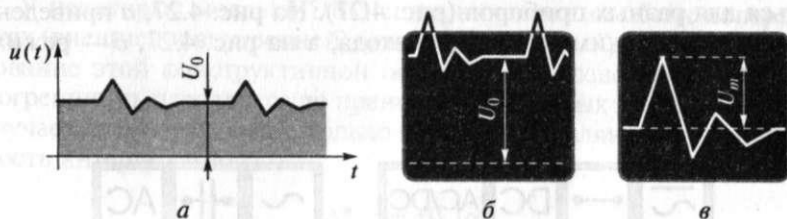


Рис. 4.25. Переход к режиму закрытого входа:

а — входной сигнал; б — увеличение постоянной составляющей U_0 ; в — увеличение переменной составляющей U_m

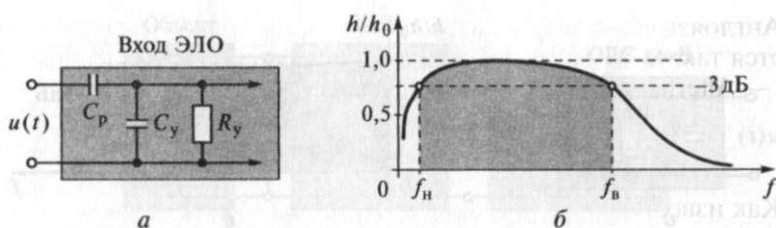


Рис. 4.26. Режим закрытого входа (а) и его АЧХ (б)

торый содержит постоянную U_0 и переменную составляющие (рис. 4.25, а).

Предположим, нас интересует только переменная составляющая (скажем, ее амплитуда U_m) входного сигнала. Для того чтобы обстоятельно исследовать характер изменения и амплитуду только переменной составляющей, необходимо повысить чувствительность канала. Но в данном случае, в режиме открытого входа при соизмеримых значениях амплитуды U_m переменной составляющей и постоянной составляющей U_0 , невозможно обеспечить требуемое изображение, так как простое увеличение чувствительности канала при такой сумме не дает желаемого результата — изображение выходит за рамки экрана (рис. 4.25, б). Но если избавиться от постоянной составляющей U_0 , то можно увеличить до необходимого размера только переменную (интересующую нас) составляющую (рис. 4.25, в). Это возможно в режиме так называемого закрытого входа.

В режиме закрытого входа (рис. 4.26, а) на входе усилителя последовательно включается разделительный конденсатор C_p , который как раз и не пропускает постоянную составляющую входного сигнала. Амплитудно-частотная характеристика усилителя Y в этом режиме показана на рис. 4.26, б. В режиме закрытого входа АЧХ имеет полосу частот, начинающуюся не с нуля, а с некоторой нижней частоты f_n .

Условные обозначения режимов открытого и закрытого входов, которые наносятся на лицевые панели приборов, могут отличаться для разных приборов (рис. 4.27). На рис. 4.27, а приведены обозначения режима открытого входа, а на рис. 4.27, б — режима закрытого входа.

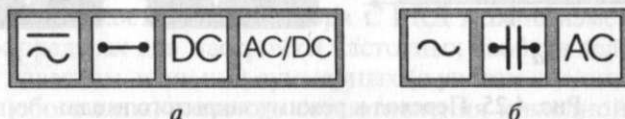


Рис. 4.27. Обозначения режимов открытого (а) и закрытого входов (б)

Англоязычные аббревиатуры DC и AC в обозначениях раскрываются так: DC — Direct Current — напряжение постоянного тока; AC — Alternating Current — напряжение переменного тока.

4.3.3. Субъективная погрешность

Как известно, субъективная погрешность может складываться в общем случае из погрешности отсчитывания и грубой ошибки (промаха). Промах непредсказуем и поэтому не может быть заранее оценен.

Погрешность отсчитывания $\Delta_{\text{отс}}$ в системе шкала — стрелка (у стрелочных приборов) и в системе сетка — пятно (у осциллографов) по природе одинаковы. Погрешность отсчитывания содержит две составляющих: интерполяции и параллакса. *Погрешность интерполяции* неизбежно возникает всегда, когда требуется количественно выразить положение стрелки, точки, границы отрезка в долях деления, в координатах сетки (шкалы) экрана ЭЛО. Погрешность интерполяции определяется квалификацией оператора, размерами пятна, расстоянием между соседними делениями шкалы. *Погрешность параллакса* в ЭЛО вызвана тем, что поток электронов вызывает свечение на внутренней поверхности экрана ЭЛТ, а сетка, как правило, нанесена на внешней поверхности защитного стекла. Именно толщина стекла экрана и защитного стекла (аналог расстояния между стрелкой и шкалой у стрелочных приборов) и рождает эту погрешность. Количественную оценку этих составляющих в различных изданиях предлагается осуществлять по-разному. Предлагаем для простоты и легкости запоминания оценивать значения этих составляющих одинаково (по одной десятой веса одного деления сетки экрана):

$$\Delta_{\text{отс}} = \pm(0,1\alpha + 0,1\alpha) = \pm 0,2\alpha,$$

где α — вес одного деления шкалы экрана по оси Y или X .

Кстати, это совпадает с подходом к оценке погрешности отсчитывания в аналоговых стрелочных измерительных приборах.

У некоторых моделей ЭЛО сетка нанесена на обеих поверхностях (внешней и внутренней) защитного стекла. Грамотное использование этой конструктивной особенности позволяет уменьшить погрешность параллакса до пренебрежимо малых значений. В этом случае следует учитывать только первую составляющую — погрешность интерполяции:

$$\Delta_{\text{отс}}^* = \pm 0,1\alpha.$$

Если в ЭЛО имеется режим цифрового отсчета значений амплитудных и временных параметров, то погрешность отсчитывания вообще отсутствует.

4.4. ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТЕЙ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

Наиболее часто используются два режима формирования изображения $Y-t$; $Y-X$. Рассмотрим вопросы оценки погрешностей результатов измерений в этих режимах.

4.4.1. Режим линейной развертки (режим $Y-t$)

В случае осциллографических измерений значения амплитудных и временных параметров сигнала находят по его изображению на экране (т.е. по осциллограмме) посредством определения размеров линейных отрезков. Поэтому, во избежание значительных погрешностей, важно выбирать оптимальные значения коэффициентов отклонения по каналам Y и X , т.е. такие, при которых интересующий нас параметр представляется отрезком наибольшей возможной (в пределах сетки экрана) длины. Чем меньше размер нужного параметра на осциллограмме, тем хуже, так как тем больше относительная погрешность его определения.

Проиллюстрируем это примером расчета предельных инструментальных и субъективных погрешностей результата измерения временных параметров. Пусть по изображению периодического сигнала требуется определить значения длительности импульса t_n и периода повторения T импульсной последовательности (рис. 4.28, а), а также оценить инструментальные погрешности результатов.

Известны значение коэффициента отклонения по оси X (скорости развертки) $K_{Xl} = 200$ мкс/дел. и его относительная погрешность $\delta_{Xl} = \pm 3\%$.

Результат измерения периода T (см. рис. 4.28, а):

$$T = 6,5 \text{ дел.} \cdot 200 \text{ мкс/дел.} = 1300 \text{ мкс.}$$

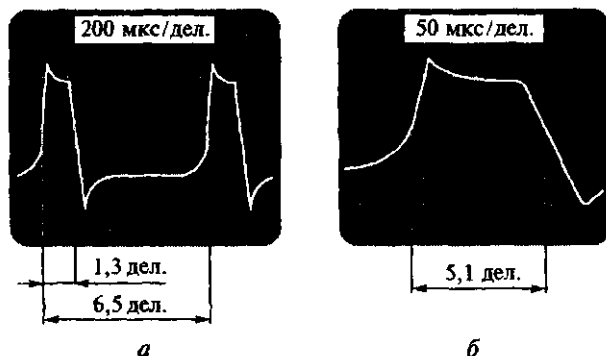


Рис. 4.28. Выбор коэффициента отклонения по оси X (скорости развертки):

а — 200 мкс/дел.; б — 50 мкс/дел.

Инструментальная статическая $\Delta_{и}$ и субъективная (отсчитывания) $\Delta_{с}$ составляющие общей погрешности Δ результата измерения периода T равны, соответственно:

$$\Delta_{и} = (\delta_{Х1}T)/100 = (\pm 3 \cdot 1300)/100 = \pm 39 \text{ мкс};$$

$$\Delta_{с} = \pm 2(0,1 \cdot \text{дел.}) = \pm 2(0,1 \cdot 200) = \pm 40 \text{ мкс.}$$

Окончательная запись результата измерения периода T в этом эксперименте выглядит следующим образом:

$$T = 1300 \text{ мкс}; \Delta = \pm 79 \text{ мкс}; p_{\text{дов}} = 1.$$

Результат измерения длительности импульса $\tau_{и1}$ на этой (первоначально выбранной) скорости развертки (см. рис. 4.28, а) определяется следующим образом:

$$\tau_{и1} = 1,3 \cdot 200 = 260 \text{ мкс.}$$

Инструментальная $\Delta_{и1}$ и субъективная $\Delta_{с1}$ составляющие, а также общая абсолютная погрешность измерения Δ_1 в этом (первом) измерении равны, соответственно:

$$\Delta_{и1} = (\delta_{Х1}\tau_{и1})/100 = (\pm 3 \cdot 260)/100 = \pm 7,8 \text{ мкс};$$

$$\Delta_{с1} = \pm 2(0,1 \cdot \text{дел.}) = \pm 2(0,1 \cdot 200) = \pm 40 \text{ мкс};$$

$$\Delta_1 = \pm 47,8 \text{ мкс.}$$

Предельное значение суммарной относительной погрешности измерения длительности импульса δ_1 при этом составит:

$$\delta_1 = (\Delta \cdot 100)/\tau_{и1} = \pm (47,8 \cdot 100)/260 \approx \pm 18,4 \text{ \%}.$$

Такое значение погрешности может оказаться недопустимо большим. В этом случае целесообразно для повышения точности измерения длительности импульса перейти на другой коэффициент отклонения (развертки), например, изменить на коэффициент $K_{Х2} = 50 \text{ мкс/дел.}$ (рис. 4.28, б). Предположим, что погрешность $\delta_{Х2}$ при этом значении коэффициента отклонения (на этом диапазоне развертки) отличается от предыдущего и равна $\delta_{Х2} = \pm 4 \text{ \%}$. В этом эксперименте (см. рис. 4.28, б) результат измерения длительности импульса $\tau_{и2}$ составит, допустим:

$$\tau_{и2} = 5,1 \cdot 50 = 255 \text{ мкс.}$$

Предельные значения инструментальной $\Delta_{и2}$ и субъективной $\Delta_{с2}$ составляющих, а также общие абсолютная Δ_2 и относительная δ_2 погрешности измерения в этом (втором) измерении соответственно равны:

$$\Delta_{и2} = (\delta_{Х2}\tau_{и2})/100 = \pm (4 \cdot 255)/100 = \pm 10,2 \text{ мкс};$$

$$\Delta_{с2} = \pm 2(0,1 \cdot \text{дел.}) = \pm 2(0,1 \cdot 50) = \pm 10 \text{ мкс};$$

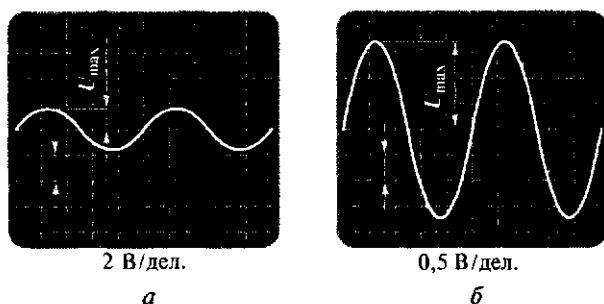


Рис. 4.29. Измерение амплитуды сигнала:
а — неправильно; б — правильно

$$\Delta_2 = \pm 20,2 \text{ мкс}; \delta_2 = (\Delta_2 \cdot 100) / \tau_{и2} = \pm (20,2 \cdot 100) / 255 \approx \pm 7,9 \%$$

Окончательная запись результата измерения длительности импульса $\tau_{и2}$ (во втором эксперименте) выглядит следующим образом:

$$\tau_{и2} = 255 \text{ мкс}; \Delta_2 = \pm 20 \text{ мкс}; p_{\text{дов}} = 1.$$

Напомним, что при измерении амплитудных и временных параметров надо всегда стремиться выбирать такие значения коэффициентов отклонения по осям, при которых искомые параметры были бы представлены возможно большими линейными отрезками на экране. На рис. 4.29...4.31 показаны примеры неправильного и правильного выбора значений коэффициентов отклонения по осям в некоторых, наиболее часто встречающихся экспериментах.

Отметим, что при нахождении некоторых временных параметров (например, периода сигнала) динамические характеристики канала $У$ практически не влияют на результат.

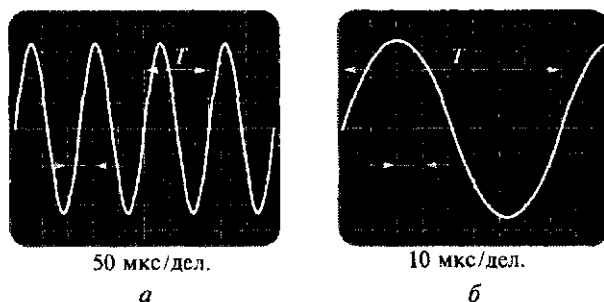


Рис. 4.30. Измерение периода сигнала:
а — неправильно; б — правильно

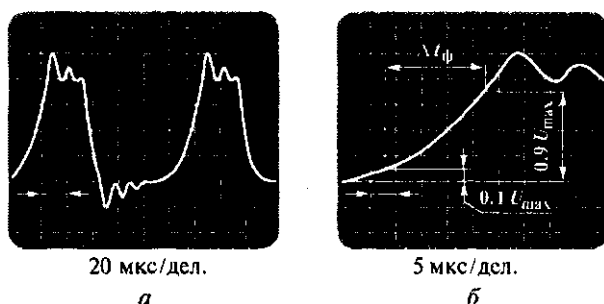


Рис. 4.31. Измерение длительности фронта импульсного сигнала:
а — неправильно; *б* — правильно

На рис. 4.32, *а* показано изображение входного сигнала на экране, которое соответствовало бы идеальной АЧХ канала Y , а на рис. 4.32, *б* — осциллограмма при реальной АЧХ. При заметных амплитудных погрешностях воспроизведения и значительных временных задержках линейные отрезки, соответствующие периодам в осциллограммах, одинаковы, поэтому результаты измерения периода и в том, и в другом случаях практически равны: $T_1 = T_2$.

В некоторых экспериментах можно выполнить коррекцию (исправление) результата. Например, при измерении длительности фронта τ_ϕ импульсных сигналов полезно ввести поправку в результат измерения:

$$\tau_\phi^* = \sqrt{\tau_\phi^2 - \tau_n^2},$$

где τ_ϕ^* — скорректированный (исправленный) результат измерения; τ_ϕ — значение длительности фронта, найденное по осцил-

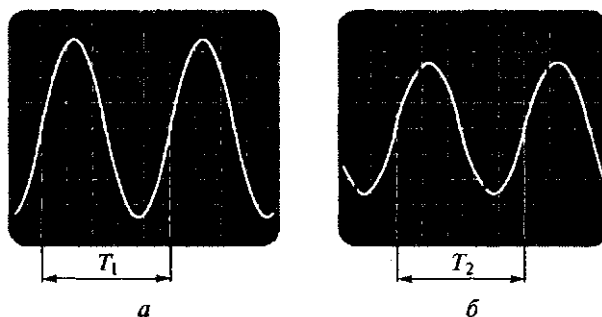


Рис. 4.32. Измерение временных параметров для случая:
а — идеальной АЧХ; *б* — реальной АЧХ

лограмме; τ_n — время нарастания. Время нарастания связано с верхней границей f_v полосы пропускания канала Y соотношением

$$\tau_n = 0,35/f_v.$$

Например, если верхняя граница полосы пропускания канала Y $f_v = 10$ МГц и результат предварительного измерения длительности фронта $\tau_\phi = 75$ нс, то оценить значение времени нарастания τ_n и затем найти исправленный результат измерения длительности фронта τ_ϕ^* можно следующим образом:

$$\tau_n = \frac{0,35}{10 \cdot 10^6} = 35 \text{ нс}; \quad \tau_\phi^* \approx 66 \text{ нс}.$$

4.4.2. Режим $Y-X$

Подход к оценке погрешности результата в этом режиме также имеет определенную специфику. Рассмотрим ее на примерах использования метода фигур Лиссажу и метода эллипса.

При измерении частоты методом фигур Лиссажу (одной из реализаций метода сравнения) ЭЛО выступает в необычной (нехарактерной) роли — в качестве нулевого индикатора, показывающего удобное соотношение частот. Погрешности коэффициентов отклонения (в том числе нелинейность) и погрешности отсчитывания по обеим осям при этом не имеют значения, так как не масштабы и не пропорции изображения определяют результат, а соотношение конечных чисел (точек пересечения фигуры мысленными секущими).

Погрешность результата при неподвижном изображении определяется только погрешностью задания известной (образцовой) частоты генератора. Если, например, сигнал неизвестной частоты подан на вход X ЭЛО, а выход генератора подключен ко входу Y , и изменением частоты его напряжения получена устойчивая фигура, то абсолютная погрешность результата измерения связана с абсолютной погрешностью задания частоты генератора тем же соотношением, что и частоты. Относительная погрешность определения неизвестной частоты совпадает с относительной погрешностью частоты генератора. Допустим, неподвижное изображение фигуры Лиссажу (рис. 4.33) получено при частоте сигнала генератора, поданного на вход Y , $f_y = 1040$ Гц. Относительная погрешность задания этой частоты $\delta_y = \pm 1\%$.

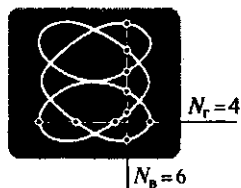


Рис. 4.33. Погрешность определения частоты

Соотношение числа точек пересечения фигуры вертикальной и горизонтальной секущими $N_b/N_r = 6/4$, т.е. значение неизвестной частоты f_x на входе X равно:

$$f_X = f_Y \frac{N_a}{N_r} = 1040 \frac{6}{4} = 1560 \text{ Гц.}$$

Значения абсолютной погрешности частоты генератора Δ_Y и абсолютной погрешности Δ_X определения неизвестной частоты f_X равны соответственно:

$$\Delta_Y = (\delta_X f_Y)/100 = (\pm 1 \cdot 1040)/100 = \pm 10,4 \text{ Гц;}$$

$$\Delta_X = \Delta_Y \frac{N_a}{N_r} = \pm 10,4 \frac{6}{4} = \pm 15,6 \text{ Гц.}$$

Относительные погрешности частоты генератора f_Y и оценки неизвестной частоты f_X равны: $\delta_Y = \delta_X = \pm 1 \%$.

Запись окончательного результата данного эксперимента выглядит так:

$$f_X = 1560 \text{ Гц; } \Delta_X = \pm 16 \text{ Гц; } p_{\text{доп}} = 1.$$

Погрешность измерения сдвига фаз методом эллипса, в отличие от предыдущего случая, зависит от характеристик каналов ЭЛО. Аддитивные и мультипликативные составляющие погрешностей каналов Y и X в этом режиме не влияют на результат, так как длины отрезков a и b (или отрезков c и d) в выражении для определения φ (см. подразд. 4.2):

$$\varphi = \arcsin(a/b) = \arcsin(c/d)$$

не зависят от аддитивного смещения, а пропорциональное изменение их размеров не меняет отношения их длин (a/b или c/d).

Таким образом, погрешность результата измерения в методе эллипса определяется только погрешностями линейности и разностью фазовых сдвигов $\Delta\varphi$ усилителей каналов Y и X .

Рассмотрим влияние разности фазовых сдвигов $\Delta\varphi$ на погрешность измерения. Если бы у обоих каналов фазовые сдвиги были одинаковыми (неважно какими конкретно), то $\Delta\varphi$ была бы равна нулю ($\Delta\varphi = 0$) и при одновременной подаче на оба входа одного и того же синусоидального сигнала на экране возникло бы изобра-



Рис. 4.34. Погрешность определения фазового сдвига при их равенстве у обоих каналов и неравенстве:

$a, в, г$ — идеальный случай; $б, з$ — реальный случай

жение отрезка прямой линии (рис. 4.34, а). У реального же ЭЛО имеет место неравенство фазовых сдвигов, поэтому в этом случае вместо отрезка прямой на экране будет небольшой (узкий) эллипс (рис. 4.34, б).

Вследствие этого в реальном измерительном эксперименте по оценке фазового сдвига ϕ между исследуемыми сигналами мы получим на экране эллипс (рис. 4.34, в), размеры которого не будут соответствовать идеальным, а будут отражать сумму искомого фазового сдвига ϕ и разности $\Delta\phi$ (т. е. быть несколько большими). Длина отрезка c_p на реальной осциллограмме будет больше, чем в идеальном случае $c_{и}$, что и приведет к погрешности измерения фазового сдвига ϕ (рис. 4.34, г). При желании эту погрешность можно оценить перед экспериментом и затем скорректировать результат.

4.5. ПРИМЕР ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОГО ОСЦИЛЛОГРАФА

Рассмотрим основные технические характеристики универсального двухканального ЭЛО С1-114/1. Прибор предназначен для исследования формы и измерения параметров электрических сигналов.

Основные технические характеристики прибора С1-114/1

Полоса пропускания, МГц	0...50
Количество каналов	2
Рабочая часть экрана, мм	80 × 100
Входное сопротивление, МОм	1
Входная емкость, пФ	25
Диапазон значений коэффициента отклонения (Y)	0,5 мВ/дел... 2 В/дел.
Диапазон значений коэффициента развертки (X)	5 нс/дел... 0,1 с/дел.
Погрешности коэффициентов отклонения и развертки, %	±3
Время нарастания переходной характеристики, нс	7
Потребляемая мощность от сети 220 В, 50 Гц, Вт	80
Габаритные размеры, см	35 × 20 × 50
Масса, кг	12

Контрольные вопросы

1. Какое изображение будет на экране ЭЛО, если:
 - а) на входы Y и X подан один и тот же синусоидальный сигнал от генератора в режиме круговой развертки (Y—X);
 - б) на вход Y подано синусоидальное напряжение, а генератор развертки выключен;
 - в) на вход Y не подается никакого сигнала (вход Y — замкнут), а генератор развертки включен и работает в автоколебательном режиме?

2. Изображение синусоидального сигнала на экране ЭЛО имеет амплитуду, составляющую 4 деления, и период — 8 делений. Значения коэффициентов отклонения, соответственно: по вертикали 0,1 В/дел.; по горизонтали 50 мкс/дел. Пренебрегая всеми погрешностями, определить амплитуду, период и частоту исследуемого сигнала.

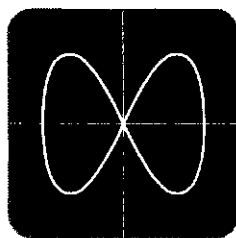
3. На изображении синусоидального сигнала амплитуда составляет 5 дел., период — 10 дел. Значения коэффициентов отклонения: по вертикали 0,2 В/дел.; по горизонтали 1,0 мкс/дел. Определить погрешность измерения амплитуды сигнала, если известно следующее: выходное сопротивление источника сигнала $R_n \leq 10$ кОм; входное сопротивление усилителя У осциллографа $R_y = 1$ МОм; входная емкость усилителя У осциллографа $C_y = 40$ пФ; емкость входного кабеля $C_k = 60$ пФ.

4. Результат измерения по осциллограмме длительности фронта прямоугольного импульса составил $\tau_f = 65$ нс. Верхняя граница полосы пропускания $f_v = 10$ МГц. Оценить реальную длительность фронта сигнала τ_f^* . Всеми погрешностями пренебречь.

5. Время нарастания усилителя У $\tau_n = 10$ нс. Найти приблизительно верхнюю границу полосы частот пропускания f_v .

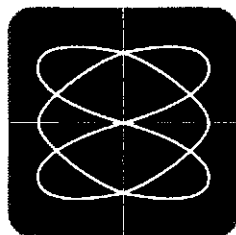
6. Определить результат измерения сдвига фаз ϕ методом эллипса, если известны длины отрезков: $a = 34,5$ мм; $b = 69$ мм. Всеми погрешностями пренебречь.

7. На экране ЭЛО, приведенном на рисунке, показано неподвижное изображение фигуры Лиссажу. Найти значение неизвестной частоты f_x сигнала, поданного на вход X прибора, значения абсолютной Δ_x и относительной δ_x погрешностей определения неизвестной частоты f_x . На вход Y ЭЛО поступает синусоидальный сигнал от генератора с частотой $f_y = 2$ кГц и абсолютной погрешностью $\Delta_y = \pm 20$ Гц.



8. Найти результат измерения периода T сигнала, а также абсолютную Δ_T и относительную δ_T погрешности результата. Длина отрезка, соответствующего периоду, $L_T = 4,5$ дел. Значение коэффициента развертки канала X $K_X = 100$ мкс/дел.; его погрешность $\delta_X = \pm 2\%$.

9. На экране ЭЛО, приведенном на рисунке, показано неподвижное изображение фигуры Лиссажу. Найти значение неизвестной частоты f_x сигнала, поданного на вход X прибора, значения абсолютной Δ_x и относительной δ_x погрешностей определения неизвестной частоты f_x . На вход Y ЭЛО поступает синусоидальный сигнал с частотой $f_y = 6$ кГц и абсолютной погрешностью $\Delta_y = \pm 30$ Гц.

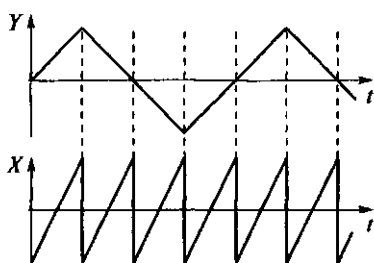


10. Выбрать оптимальный коэффициент развертки K_X из возможных ($K_X = 100$ мкс/дел.; 50 мкс/дел.; 20 мкс/дел.; 10 мкс/дел.) для измерения длительности импульса τ_n , примерное значение которого известно ($\tau_n \approx 400$ мкс). Размеры экрана ЭЛО $Y \times X = (8 \times 10)$ дел.

11. Определить частоту f импульсного сигнала, если длина отрезка, соответствующего периоду T на осциллограмме, $L_T = 8$ дел. Найти также абсолютную Δ_f и относительную δ_f погрешности результата измерения

частоты f . Значение коэффициента отклонения канала X $K_X = 100$ мкс/дел.; погрешность этого коэффициента $\delta_X = \pm 2\%$.

12. Чем определяется яркость изображения на экране и как ее можно изменять? Как производится фокусировка изображения?



13. Что означает понятие «уровень -3 дБ»? Какому уменьшению сигнала в процентах это примерно соответствует?

14. В чем преимущество ждущего режима развертки? В каких случаях целесообразно его использовать? Приведите примеры.

15. Какое изображение будет на экране ЭЛО, если известны напряжения на пластинах Y и X (см. рисунок)?

ГЛАВА 5

АНАЛОГОВЫЕ МЕТОДЫ И СРЕДСТВА РЕГИСТРАЦИИ

5.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Под измерительной регистрацией будем понимать процедуру запоминания и хранения в любой форме достаточно больших объемов информации. Хорошо всем знакомы примеры бытовых регистрирующих средств измерений: медицинский ртутный термометр, индукционный электрический счетчик активной энергии, спортивно-медицинский динамометр.

Но эти устройства регистрируют только одно (обычно последнее) значение измеряемой величины, т.е. являются регистраторами для *статических моделей* объекта исследования. Обычный фотоаппарат также может быть отнесен к статическим регистраторам, правда, не измерительным.

Кинематограф, видеотехника — это уже динамическая регистрация (но тоже не измерительная).

К группе *аналоговых динамических методов* и средств *измерительной регистрации* относятся такие, в которых бесконечное множество значений входного непрерывного (аналогового) сигнала преобразуется в другое бесконечное множество значений выходного сигнала-образа (в частности, видимого изображения), представленного в различных аналоговых формах (диаграмма на бумаге, запись на магнитном носителе, изображение на экране и т.п.) с заданной достоверностью.

К *цифровым методам* отнесем такие, в которых бесконечное множество значений входных непрерывных сигналов преобразуется в конечное множество дискретных во времени и квантованных по уровню значений. При этом выходная информация может быть представлена в аналоговой (точнее псевдоаналоговой) форме.

В настоящее время в практике динамических исследований чаще других используются следующие *основные методы аналоговой регистрации* (Analog Recording):

- видимая запись на поверхности *твердого носителя* (бумага, пленка);
- запись на *магнитном* носителе;
- хранение электрического *заряда* в диэлектрике.

Первый метод реализуется в самопишущих приборах и светолучевых осциллографах. *Второй* метод представлен магнитографами, которые являются измерительными преобразователями, а не приборами; *третий* — аналоговыми запоминающими осциллографами.

В настоящее время среди средств аналоговой регистрации наиболее широко распространены электронные самопишущие приборы для регистрации различных сравнительно медленно меняющихся величин (температуры, относительной влажности, давления, электрических параметров и др.). До сих пор, если требуется регистрировать достаточно высокочастотные процессы (полоса частот сотни герц — единицы килогерц), используются светолучевые осциллографы. В тех ситуациях, где требуется длительная многоканальная регистрация, возможность работы в полевых условиях, применяются измерительные магнитографы.

Аналоговые средства регистрации по сравнению с цифровыми имеют ряд серьезных недостатков: сравнительно невысокую точность (1,0...5 %), не всегда достаточное число входных каналов, невысокое быстродействие, невысокую надежность (вследствие наличия механических узлов), невозможность автоматизированной обработки результатов записи. Кроме того, их практически невозможно использовать в информационно-измерительных системах, системах автоматизированного управления.

Основная тенденция современной измерительной техники — решение задач измерения, регистрации, анализа цифровыми методами и средствами. Одно из важных преимуществ цифровых измерительных регистраторов — легкий переход от процедуры регистрации к процедуре автоматизированного цифрового анализа. Очевидно, что с дальнейшим развитием цифровой и аналоговой микроэлектроники (схемотехники, технологии), вычислительной техники стоимость цифровых решений в деле регистрации процессов будет быстро снижаться, область применения цифровых методов и средств будет расширяться. Следовательно, роль аналоговых регистраторов будет и в последующем постоянно уменьшаться.

5.2. САМОПИШУЩИЕ ПРИБОРЫ

Как и показывающие, **аналоговые самопишущие приборы (СП)** разделяются на электромеханические и электронные.

В *электромеханических СП* могут применяться различные системы преобразователей электрической величины в механическую. Но чаще всего — это магнитоэлектрический измерительный механизм.

Принцип действия простейшего электромеханического (магнитоэлектрического) СП основан (рис. 5.1) на взаимодействии подвижной катушки (рамки) $З$ с током (пропорциональным исследуемому сигналу) с полем постоянного магнита 1 .

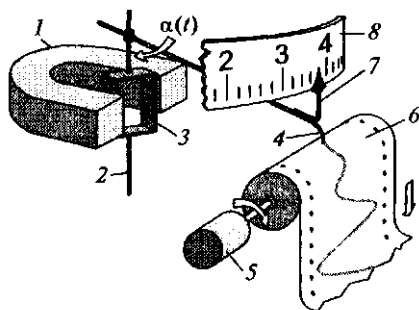


Рис. 5.1. Упрощенное устройство электромеханического СП:

1 — постоянный магнит; 2 — ось; 3 — катушка; 4 — перо; 5 — двигатель; 6 — бумага; 7 — стрелка; 8 — шкала

Движение — поворот на угол $\alpha(t)$ — катушки 3, закрепленной на оси 2, передается отсчетному устройству (ОУ), состоящему из стрелки 7 и шкалы 8, а также регистрирующему устройству (РУ), образованному пером 4 и движущейся бумагой 6. Развертка во времени осуществляется равномерным перемещением диаграммной бумаги 6, благодаря вращению вала двигателя 5.

Обобщенная структура электромеханического СП показана на рис. 5.2, а. Входной сигнал $X(t)$ поступает в измерительную цепь ИЦ, в которой осуществляются вспомогательные преобразования (масштабирование сигналов, преобразование различных величин в ток), и далее, обычно в виде тока $i(t)$, на измерительный механизм ИМ. Выходная величина ИМ — угол поворота $\alpha(t)$ — определяет показания ОУ и положение пишущего органа (пера) РУ.

Все достоинства обычного магнитоэлектрического механизма сохраняются в СП, но, вследствие большего необходимого вращающего момента (причина — заметное трение пишущего органа

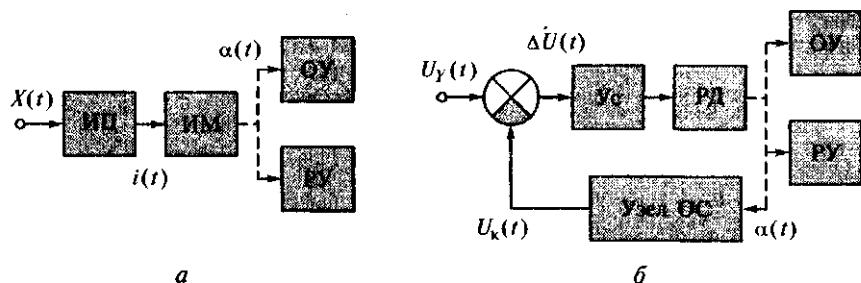


Рис. 5.2. Обобщенные структуры электромеханического (а) и электронного (б) СП

о бумагу), потребляется большая мощность от источника исследуемого сигнала. Типичные значения классов точности электромеханических СП 0,5...2,5 %. Полоса частот регистрируемых сигналов сравнительно узкая — 0...5 Гц.

Электронные СП отличаются от электромеханических как по структуре (рис. 5.2, б), так и по конструкции. Классический магнитоэлектрический измерительный механизм заменен реверсивным двигателем, в схеме присутствуют различные аналоговые измерительные преобразователи (например, усилители, преобразователи переменного напряжения в постоянное и др.).

Развертка во времени выполняется так же, как и в электромеханических СП, т.е. дополнительным двигателем, равномерно перемещающим бумагу.

В основу работы электронных СП положен принцип уравнивающего (компенсирующего) преобразования, в соответствии с которым электромеханическая отрицательная обратная связь (ОС) обеспечивает уравнивание входного сигнала, например напряжения $U_Y(t)$, меняющимся компенсирующим напряжением $U_K(t)$.

Разница $\Delta U(t)$ входного $U_Y(t)$ и компенсирующего $U_K(t)$ сигналов поступает на усилитель U_c , выходное напряжение которого управляет реверсивным двигателем РД. Образованный угол поворота $\alpha_Y(t)$ определяет показания ОУ и РУ. Компенсирующее напряжение $U_K(t)$ формируется узлом ОС и меняется таким образом, что уменьшает разницу потенциалов $\Delta U(t)$ на входе усилителя до минимального, различаемого усилителем, значения.

Узел ОС может быть реализован, например реохордом, движок которого перемещается валом РД. Формируемое при этом компенсирующее напряжение $U_K(t)$ уравнивает входное напряжение $U_Y(t)$, которое определяет положение стрелки ОУ и пера РУ по оси ординат Y (рис. 5.3).

Качество уравнивания и, следовательно, метрологические (статические) характеристики в большей мере определяются усилителем U_c и узлом отрицательной обратной связи. Динамика электронных СП характеризуется верхними частотами исследуемых сигналов до значений 0,5...2 Гц.

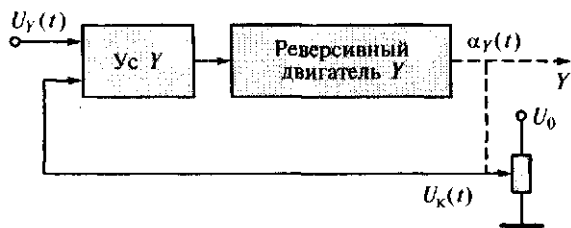


Рис. 5.3. Реализация отрицательной обратной связи

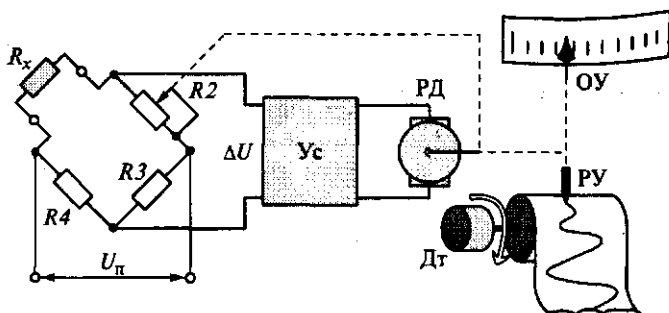


Рис. 5.4. Автоматический мост

В зависимости от назначения прибора структура и, особенно, входные цепи могут сильно различаться. На рис. 5.4 показано упрощенное устройство автоматического моста для регистрации изменяющихся сопротивлений (например, для записи температуры с помощью термометров сопротивления).

Резистивный датчик R_x включен в мостовую схему (уравновешенный мост), выходное напряжение которой при изменении сопротивления R_x создает некоторую разность потенциалов ΔU . Усилитель $Ус$ усиливает эту разность и подает на реверсивный двигатель $РД$, который одновременно управляет положением стрелки отсчетного устройства $ОУ$, пера регистрирующего устройства $РУ$ и положением движка реохорда $R2$. Развертку диаграммной бумаги во времени осуществляет двигатель $Дг$.

Таким образом, благодаря электромеханической отрицательной обратной связи, разница потенциалов ΔU устремляется к нулю, мост автоматически уравнивается, показания на $ОУ$ и $РУ$ пропорциональны сопротивлению R_x и, следовательно, измеряемой величине.

Существует большой класс СП, содержащих преобразователи входных периодических напряжений и токов в постоянные значения (часто — в средние квадратические). Не следует путать частотные свойства входных преобразователей таких СП (обычно — до единиц — десятков килогерц) с динамическими возможностями собственно механизма (обычно — единицы герц).

Англоязычные термины этого класса регистраторов: Recorder, Paper Recorder, $Y-T$ Recorder.

В некоторых моделях СП применяется термическая (тепловая) регистрация. При этом $РУ$ представляет собой нагретый стержень (тепловое перо), который, перемещаясь, воздействует на термочувствительный носитель (термобумагу), оставляя видимый след.

Быстродействующие самопишущие приборы (БСП) в отличие от обычных СП, имеют более высокое быстродействие. Недостаточно хорошая динамика обычных СП заставила искать конструк-

тивные и технологические решения, обеспечивающие более широкую полосу частот. В основе этих решений лежат использование увеличенного противодействующего момента и сознательное уменьшение размаха (амплитуды) колебаний подвижной части. Диапазоны частот исследуемых сигналов в БСП 0...150 Гц. Существует разновидность БСП, основанная на струйной записи (отклонение меняющимся электрическим полем заряженной струи краски). Такие приборы обеспечивают еще более высокие динамические характеристики (до 2 кГц), благодаря меньшей, чем в механической системе, массе подвижной части (струи). Однако из-за своей сложной конструкции и специфики обслуживания они распространены не так широко.

Двухкоординатные самопишущие приборы (ДСП) предназначены в основном для построения функциональных зависимостей меняющихся сигналов $X(t)$ и $Y(t)$. Такой прибор может выступать в роли характеристики графа, инструмента для построения, например, зависимости вход — выход различных четырехполюсников.

Конструкция ДСП (рис. 5.5) обеспечивает перемещение пера независимо по двум координатам (Y и X). Каретка 1, на которой закреплено перо (фломастер, стеклянный капилляр, карандаш и т. п.) 6, благодаря реверсивному двигателю 3 и нерастяжимой нити, движется по рейке 2. Это определяет положение пера по оси ординат (оси Y). Рейка 2 с расположенной на ней кареткой 1 может перемещаться параллельно-поступательно при вращении вала второго реверсивного двигателя 4, что определяет положение пера по оси абсцисс (оси X). Лист бумаги 5 в этой конструкции неподвижен и по окончании регистрации несет двухкоординатное изображение.

Структура ДСП содержит два обычно идентичных канала уравнивающего преобразования $Y(t)$ и $X(t)$, которые обеспечивают отклонения, соответственно, по осям ординат и абсцисс (рис. 5.6).

Динамические характеристики ДСП аналогичны характеристикам электронных СП.

Существует разновидность конструкции ДСП, в которой по одной из осей перемещается лист бумаги (рис. 5.7).

При этом рейка 2 с закрепленным на ней реверсивным двигателем 3 неподвижна. По рейке перемещается каретка 1 с пером 6 (как и в предыдущем варианте), что определяет положение пера по оси Y . А положение пера относительно листа бумаги 5 по оси X определяется перемещением

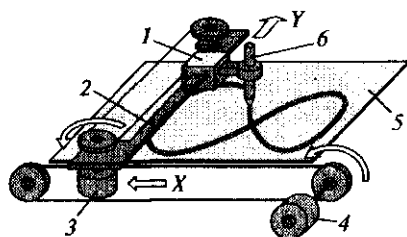


Рис. 5.5. Конструкция двухкоординатного самопишущего прибора:

1 — каретка; 2 — рейка; 3 — реверсивный двигатель оси Y ; 4 — реверсивный двигатель оси X ; 5 — бумага; 6 — перо (фломастер)

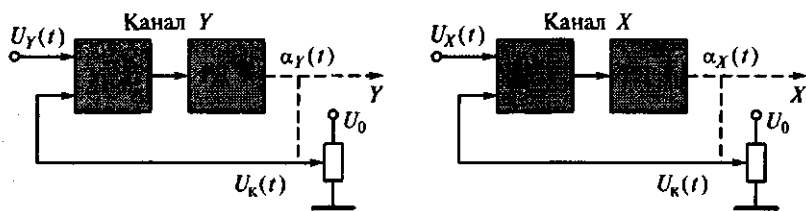


Рис. 5.6. Структура ДСП

собственно листа 5. Эту функцию выполняют реверсивный двигатель 4 и прижимные ролики 7. Окончательный результат регистрации тот же — двухкоординатное изображение ($Y-X$). Некоторое преимущество подобной конструкции заключается в меньшей механической инерционности тракта X , поскольку масса перемещаемого листа бумаги меньше суммарной массы рейки, закрепленного на ней двигателя и каретки с пером.

Двухкоординатный самопишущий прибор может быть использован и в режиме обычного СП (режим $Y-T$). Для этого вместо канала (обычно сменного блока) $X(t)$ используется канал (сменный блок) развертывающего линейно изменяющегося напряжения.

Примером отечественного ДСП может служить прибор Н-306, выпускавшийся серийно ПО «Краснодарский ЗИП».

Основные характеристики ДСП Н-306

Режим работы	$Y-X$, $Y-T$
Размер рабочего поля, мм	200×300
Рабочий диапазон частот, Гц	$0 \dots 1$
Чувствительность, В/см	$0,05 \dots 10$
Коэффициент развертки (режим $Y-T$), с/см	$0,25 \dots 50$
Максимальная скорость перемещения пера, мм/с	750
Статическая погрешность, %	$\pm(0,5 \dots 1,5)$
Число сменных функциональных блоков	6

Существуют устройства, внешне похожие на ДСП, так называемые *плоттеры* (*Plotters*), входными сигналами для которых служат цифровые (логические) сигналы. Плоттер не является в полном смысле измерительным прибором, а выступает в качестве *периферийного* устройства графического вывода для средств вычислительной техники.

В настоящее время широко распространен еще один самостоятельный класс приборов, которые могут выдавать результат регистрации в виде диаграммы сигнала на бумаге — **цифровые измерительные регистраторы** (Transient Memory Recorder, ADC Recorder). Но внутреннее содержание таких приборов совершенно другое. Основными узлами их являются аналого-цифровой преобразователь

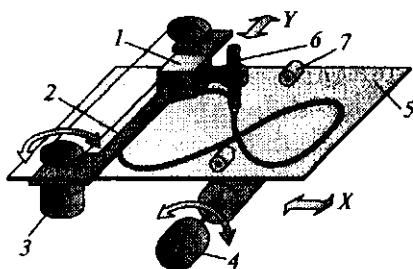


Рис. 5.7. Вариант конструкции двух-координатного СП:

1 — каретка; 2 — рейка; 3 — реверсивный двигатель оси Y; 4 — реверсивный двигатель оси X; 5 — бумага; 6 — перо (фломастер); 7 — прижимные ролики

(АЦП) и достаточно большого объема запоминающее устройство. Полоса частот исследуемых сигналов у таких регистраторов определяется быстродействием АЦП и значительно шире (может достигать единиц — десятков мегагерц). Зарегистрированный массив кодов затем преобразуется в графический образ входного сигнала на бумаге.

5.3. СВЕТОЛУЧЕВЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

Динамика светолучевых осциллографов (СЛО) существенно лучше, чем у самопишущих приборов СП, поскольку масса подвижной части (рамки) осциллографического гальванометра СЛО существенно меньше массы катушки или ротора двигателя СП. Понятно, что отклонять поток света легче, чем поворачивать стрелку ОУ и тем более пишущий орган (например, стеклянный капилляр) РУ. В основе СЛО (рис. 5.8) лежит классический принцип магнитоэлек-

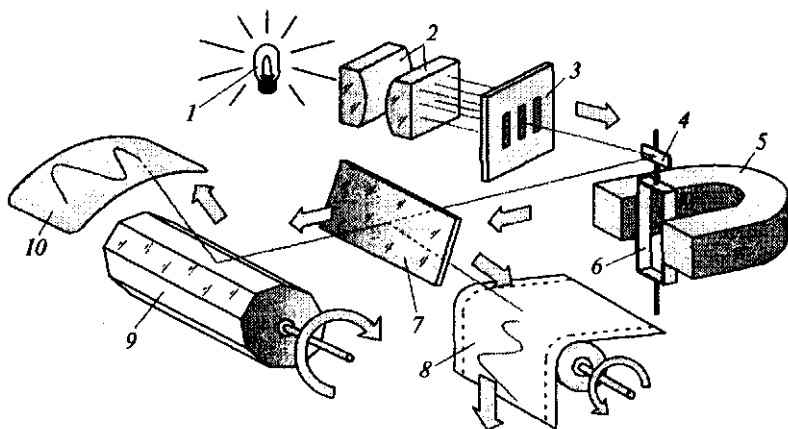


Рис. 5.8. Устройство светолучевого осциллографа:

1 — источник света; 2 — конденсор; 3 — диафрагма; 4 — зеркало; 5 — постоянный магнит; 6 — рамка; 7 — полупрозрачное зеркало; 8 — фотопленка (фотобумага); 9 — зеркальный многогранник; 10 — матовый экран

трического механизма — взаимодействие тока рамки 6 гальванометра с полем постоянного магнита 5. Рамка висит на натянутых упругих растяжках, на одной из которых закреплено крошечное зеркало 4 (обычно кусочек фольги). Поворот рамки (и, следовательно, зеркальца) приводит к отклонению потока света, падающего на зеркальце, и к отклонению светового пятна на светочувствительном носителе (фотобумаге или фотопленке) 8 и/или матовом экране 10. Развертка во времени осуществляется равномерным движением носителя (бумаги, пленки) и вращением зеркального многогранника 9. Поток света (спектр которого обычно смещен в ультрафиолетовую область) формируется источником 1, конденсором 2 (задача которого — формирование параллельного потока из расходящегося) и диафрагмой 3 (предназначенной для «вырезания» узкого пучка для каждого отдельного гальванометра — канала).

Осциллографический гальванометр (ОГ) — Oscillographic Galvanometer — содержит рамку, растяжки, токоподводы, зеркальце. Он выполнен в виде неразборной конструкции и представляет собой миниатюрный цилиндр длиной 60...90 мм и диаметром 4...6 мм, в котором имеется прозрачное окно для узкого потока света. Корпус ОГ выполнен из немагнитного материала, но в него встроены элементы общего магнитопровода. В случае использования жидкостного успокоения корпус ОГ заполнен неорганической прозрачной жидкостью, обладающей определенной вязкостью.

Светолучевые осциллографы — многоканальные приборы, поэтому содержат несколько ОГ (например, 12).

Конструктивно все ОГ объединены общим магнитопроводом. Расположение ОГ в общем магнитопроводе СЛО показано на рис. 5.9.

Важной характеристикой ОГ является его чувствительность S , которая определяется отношением отклонения пятна на фотопленке (бумаге) или на экране к току, вызывающему это отклонение. Отклонение пятна зависит не только от текущего в ОГ тока, но и от «длины луча», т. е. от расстояния от зеркальца до пленки (бумаги) или до экрана. Поэтому принято приводить значение чувстви-

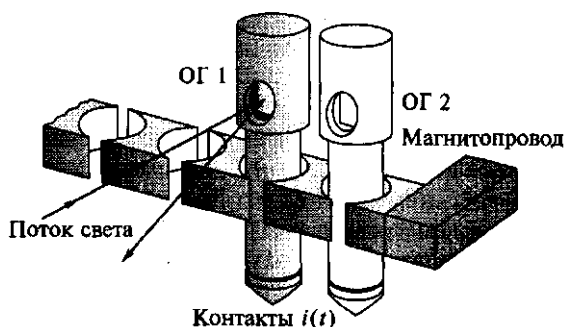


Рис. 5.9. Расположение гальванометров в магнитопроводе

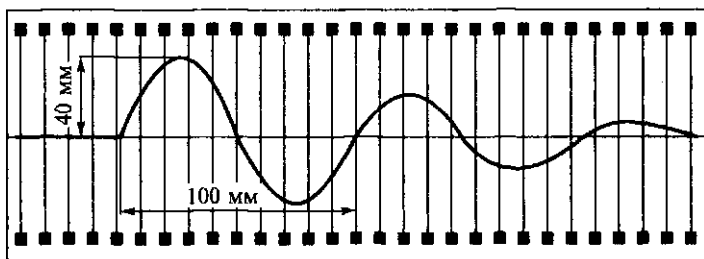


Рис. 5.10. Пример записи сигнала

тельности к длине луча $L = 1$ м. Поэтому размерность чувствительности выглядит, например, так: $S = 20 \text{ мм}/(\text{мА} \cdot \text{м})$. Иногда в паспортных данных ОГ задается обратная чувствительности величина — постоянная ОГ. Зная значение чувствительности и имея результат регистрации, можно определить текущие значения тока, протекавшего в ОГ во время эксперимента. Если с помощью СЛЮ зарегистрирован некий сигнал, известны значения чувствительности ОГ и скорости движения фотопленки (бумаги), то можно найти его основные параметры. На рис. 5.10 приведен пример записи некоторого переходного процесса изменения тока.

Предположим, что нас интересуют амплитудное значение I_m и период T колебаний этого сигнала. Линейные размеры этих параметров на диаграмме равны, соответственно, 40 и 100 мм. Чувствительность ОГ известна: $S = 20 \text{ мм}/(\text{мА} \cdot \text{м})$, скорость движения фотопленки $v = 500 \text{ мм}/\text{с}$, длина луча $L = 1$ м. Пренебрегая всеми погрешностями, найдем интересующие нас параметры. Амплитудное значение тока $I_m = 40 \text{ мм} \cdot \text{мА} \cdot \text{м}/(20 \text{ мм} \cdot 1 \text{ м}) = 2 \text{ мА}$. Период колебаний сигнала равен $T = 100 \text{ мм} \cdot \text{с}/500 \text{ мм} = 0,2 \text{ с}$.

Характеристики некоторых моделей серийных ОГ

Тип гальванометра	М 004-7	М 042-30
Собственная частота F_0 , Гц	7000	45 000
Рабочий диапазон частот, Гц	0... 5000	0... 30 000
Чувствительность S , мм/(мА·м)	20	0,2
Внутреннее сопротивление, Ом	16	200
Максимальный допустимый ток, мА	130	30

Выбирая ОГ для эксперимента, прежде всего следует руководствоваться его амплитудно-частотной характеристикой. Это особенно важно при исследовании несинусоидальных процессов с высшими гармониками. Затем определяют необходимую чувствительность для получения на диаграмме амплитудных параметров достаточного размера. На этом этапе может возникнуть потребность применения шунтов или добавочных сопротивлений. И, наконец, задают такую скорость движения носителя, которая обеспечит нормальное воспроизведе-

ние временных параметров и в то же время позволит записать фрагмент процесса достаточной продолжительности.

Основные достоинства СЛО:

- многоканальность (до 30 сигналов могут регистрироваться одновременно);
- возможность получения твердой копии исследуемых сигналов;
- широкая (по сравнению с СП) полоса частот исследуемых сигналов (до 30 кГц);
- отсутствие механического контакта регистрирующего органа и носителя.

Основные недостатки СЛО:

- сложность оптико-механической конструкции и, следовательно, сравнительно невысокая надежность и высокая стоимость;
- невысокая точность получаемых результатов (единицы процентов);
- узкая (по сравнению с электронно-лучевыми осциллографами и магнитографами) полоса частот сигналов;
- необходимость специальных расходных материалов (фотобумаги или пленки) и (может быть) дополнительной их обработки;
- сравнительно большая мощность потребления от источника исследуемого сигнала.

Англоязычная терминология СЛО — Oscillographic Recorder, Ultra-Violet (U-V) Recorder.

5.4. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ МАГНИТОГРАФЫ

В отличие от предыдущих регистраторов, измерительные магнитографы — ИМГ (Magnet Tape Recorder, Tape Recorder) — являются не приборами, а измерительными преобразователями, поскольку не имеют отсчетных устройств (индикаторов).

Принцип магнитной записи (рис. 5.11) основан на воздействии магнитного поля (образованного переменным током) на положение магнитных доменов в материале носителя (ленте, проволоке).

Основным элементом магнитной головки является магнитопровод с намотанной на него катушкой (см. рис. 5.11, а). При протекании переменного тока $i(t)$ в катушке в магнитопроводе возникает магнитный поток $\Phi(t)$. Магнитопровод имеет небольшой воздушный зазор, в котором замыкаются магнитные силовые линии потока $\Phi(t)$. Этот воздушный зазор соприкасается с магнитным носителем, домены которого реагируют на магнитный поток и меняют (и затем сохраняют) свое положение. Таким образом, если носитель равномерно перемещается, на нем запоминаются все изменения во времени магнитного поля в зазоре. Поскольку современные ИМГ, как правило, многоканальны, то магнитные головки записи (ГЗ) содержат несколько отдельных самостоятельных элемен-

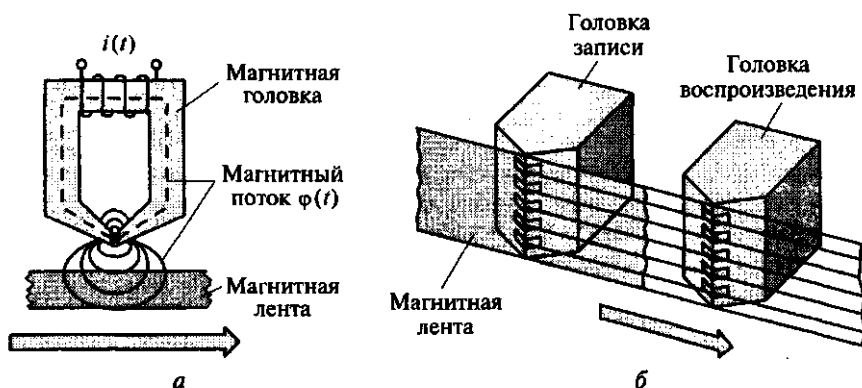


Рис. 5.11. Магнитная запись:

a — принцип действия; *б* — реализация

тов (магнитопроводов с катушками) — рис. 5.11, *б*. Поэтому на носителе (магнитной ленте) при записи исследуемого процесса формируются несколько независимых дорожек с синхронно записанными входными сигналами.

Головки воспроизведения (ГВ) по конструкции аналогичны головкам записи, но их задача воспринять информацию, сохраненную на носителе. Расположение магнитных доменов на носителе хранит записанную информацию, которая и воспринимается ГВ. Изменения выходного сигнала ГВ пропорциональны изменениям ранее записанных входных токов $i(t)$.

В аналоговых ИМГ применяются два способа магнитной записи: прямая запись (Direct Recording — DR) и запись модулированным (чаще частотно-модулированным — ЧМ, Frequency Modulation — FM) сигналом.

Первый способ (прямая запись) обеспечивает простое устройство (рис. 5.12, *а*), но имеет некоторый недостаток — полоса частот исследуемых сигналов начинается не с нуля, а с нескольких сотен

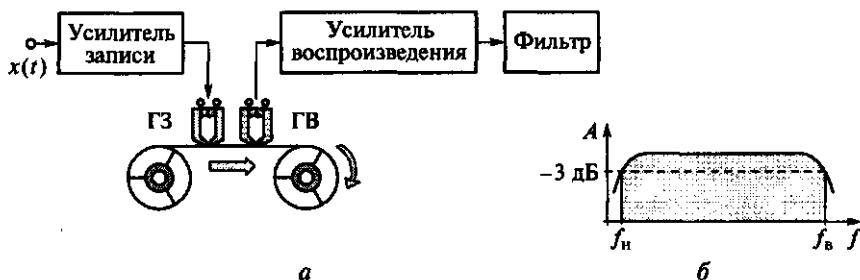


Рис. 5.12. Магнитограф с прямой записью:

а — упрощенная структура; *б* — характеристика преобразования

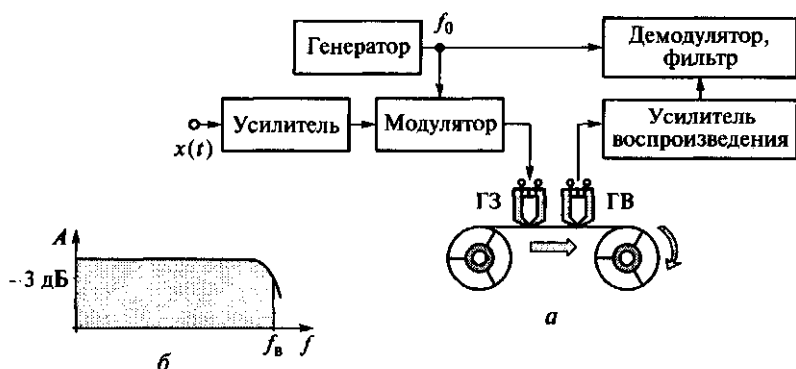


Рис. 5.13. Магнитограф с частотно-модулированной записью:
 а — упрощенная структура; б — характеристика преобразования

герц (рис. 5.12, б), поскольку производная (т. е. изменение во времени) магнитного потока на низких частотах недостаточно велика для воздействия на магнитные домены носителя.

Второй способ (частотно-модулированная запись) основан на переносе спектра входного сигнала в область более высоких частот, поэтому ИМГ с ЧМ-записью могут регистрировать медленно меняющиеся (и даже постоянные) сигналы (рис. 5.13).

Верхняя граница полосы частот в обоих вариантах примерно одинакова и составляет десятки — сотни килогерц или даже единицы мегагерц.

Характеристики применяемых в нынешней практике ИМГ весьма разнообразны. Скорость движения ленты: от единиц миллиметров в секунду до единиц метров в секунду. Ширина ленты (диаметр проволоки): от долей миллиметра до единиц сантиметров. Время возможной регистрации: от долей секунд до нескольких суток. Масса устройств: от сотен граммов до единиц килограммов.

Основные достоинства ИМГ:

- многоканальность (до 40 каналов одновременной записи);
- возможность работы в полевых условиях;
- сравнительно широкий диапазон частот;
- длительные интервалы регистрации;
- большие объемы регистрируемой информации;
- длительное энергонезависимое хранение записанной информации.

Основные недостатки ИМГ:

- сравнительно невысокая надежность вследствие наличия механических узлов;
- невозможность непосредственного наблюдения зарегистрированных сигналов (отсутствие видимого изображения сигналов);
- сравнительно невысокая точность.

**Основные технические характеристики магнитографа Н 046,
серийно выпускавшегося в России**

Режим записи	Прямая; ЧМ-запись
Ширина магнитной ленты, мм	12,7
Рабочий диапазон частот (прямая запись), кГц	0,3...64
Рабочий диапазон частот (ЧМ-запись), кГц	0...16
Скорость движения ленты, см/с	9,5; 19; 38; 76
Число каналов.....	7

Отметим, что наряду с чисто измерительными задачами ИМГ используются также в качестве так называемых черных ящиков на борту самолетов и кораблей. При этом они регистрируют разнообразную информацию о состоянии основных агрегатов, все команды и переговоры экипажа с основной базой.

Существует разновидность магнитных регистраторов, использующих промежуточное аналого-цифровое преобразование исследуемого сигнала и последующую цифровую магнитную запись. В этих аппаратах метрология определяется не только аналоговыми преобразованиями сигнала, но и характеристиками АЦП, поэтому они ближе к цифровым измерительным регистраторам.

5.5. АНАЛОГОВЫЕ ЗАПОМИНАЮЩИЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

По признакам введенного ранее понятия «регистрация» аналоговые запоминающие осциллографы (АЗО) относятся к регистрирующим средствам измерения, хотя это и не общепризнано, видимо, потому, что длительность хранения информации недостаточно велика. Два простых физических принципа лежат в основе действия АЗО: явление вторичной эмиссии электронов из диэлектрика «мишени» и достаточно длительное хранение заряда в диэлектрике.

По устройству запоминающая электронно-лучевая трубка (ЗЭЛТ) — Storage X-Ray Tube — отличается от обычной ЭЛТ наличием (помимо основной) дополнительных электронно-лучевых пушек (формирующих рассеянные потоки медленных электронов), а также дополнительных электродов — «мишени» и коллектора. «Мишень» размещена между внутренней поверхностью (люминофором) экрана и коллектором и представляет собой мелкоструктурную (ячейки размером 0,1...0,2 мм) металлическую сетку, покрытую слоем диэлектрика. Потенциал мишени отрицательный и составляет несколько сотен вольт. Коллектор также представляет собой металлическую сетку (шаг 1...2 мм), которая имеет небольшой (сотни вольт) положительный потенциал.

Работу ЗЭЛТ удобно представить двумя фазами: первая — *фаза запоминания* (собственно регистрация), вторая — *фаза считывания*. В первой фазе, напоминающей действие обычной ЭЛТ, сфокусированный поток электронов (основной поток) с большой скоростью попадает на мишень и выбивает в местах удара вторичные электроны, которые собираются коллектором. Число выбитых электронов значительно больше, чем упавших (коэффициент вторичной эмиссии гораздо больше единицы), поэтому на мишени в точках попадания остается положительный заряд. След основного потока электронов образует траекторию положительных зарядов на поверхности мишени, несущую информацию о исследуемом сигнале.

Во второй фазе мишень облучается рассеянными потоками медленных электронов, для которых траектория на мишени является прозрачной, а вся мишень (отрицательно заряженная) непрозрачна. Таким образом, на люминофоре экрана возникает (и поддерживается в течение времени подсветки) копия траектории, т.е. образ исследуемого сигнала. Длительность времени хранения заряда — от нескольких часов до нескольких недель, но время воспроизведения (считывания) меньше: единицы минут — единицы часов. Это объясняется ускорением рассасывания (диффузии) хранимого мишенью заряда при подсветке в процессе считывания.

Основные характеристики АЗО практически не отличаются от соответствующих характеристик обычных аналоговых (электронно-лучевых) осциллографов. При сравнительно высоких динамических характеристиках АЗО (до сотен мегагерц — единиц гигагерц) точность результатов измерения амплитудных и временных параметров невысока (единицы процентов при квалифицированном операторе). Стоимость АЗО значительно выше стоимости обычного ЭЛО за счет специализированной трубки, надежность ниже, срок службы меньше, масса и габаритные размеры больше.

Основные характеристики двух моделей отечественных АЗО

Тип осциллографа	С 8-9 А	С 8-12
Скорость записи, км/с	100	4000
Время воспроизведения	1 мин	40 с
Время хранения, ч	16	40
Полоса частот, МГц	0...2	0...50
Погрешность измерения амплитудных и временных параметров, %	±(5...10)	±(5...10)

Англоязычные синонимы: Analog Storage Oscilloscope, Storage Scope.

С появлением и широким распространением цифровых осциллографов (Digital Storage Scopes) роль и значение АЗО стремительно уменьшаются.

5.6. СРАВНЕНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ АНАЛОГОВЫХ РЕГИСТРАТОРОВ

Сравнение соотношения «быстродействие — точность», т.е. основных характеристик регистраторов, показано на рис. 5.14.

Общий характер диаграммы хорошо отвечает известному правилу измерительной техники «выиграешь в точности — потеряешь в скорости» (аналогичному «золотому правилу механики») и позволяет предварительно выбрать инструмент для эксперимента по регистрации.

Отметим одно важное обстоятельство. Возможности развития аналоговых регистраторов фактически исчерпаны; технологическими и конструктивными способами совершенствования характеристик «выбраны», по сути, все резервы. Развитие этой (аналоговой) группы идет в основном по пути некоторого улучшения эксплуатационных характеристик. Положенные в основу принципы действия при нынешнем уровне развития технологии, точной механики реализованы практически полностью. В этом смысле аналоговые методы и средства нельзя считать перспективным направлением развития регистрирующей техники. Однако пока существует экономически оправданная ниша, в которой они находят целесообразное применение.

Контрольные вопросы

1. Выберите средства измерений, необходимые для следующих динамических экспериментов:

- получение твердой (бумажной) копии процесса в полосе частот $0 \dots 1$ Гц с относительной погрешностью не хуже $\pm(0,5 \dots 1,0) \%$ и длительностью 30 с;
- получение твердой копии пяти сигналов в полосе частот $(0 \dots 2)$ кГц с погрешностью не хуже $\pm(4 \dots 5) \%$ и длительностью до 5 с;

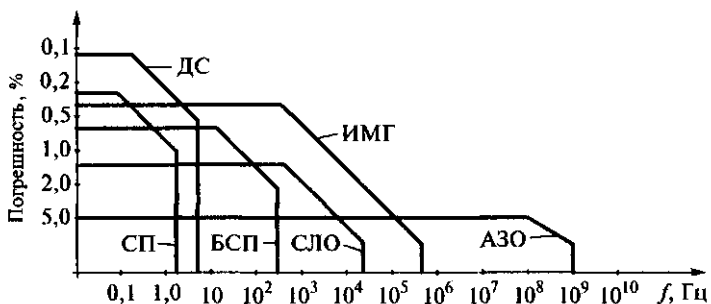


Рис. 5.14. Диаграмма «быстродействие — точность» для аналоговых регистраторов. По оси абсцисс в логарифмическом масштабе — полоса частот (верхняя граница). По оси ординат, также в логарифмическом масштабе, — относительная погрешность

- синхронная регистрация восьми процессов в полосе частот 1...100 кГц с погрешностью до $\pm 5\%$;

- получение твердой копии характеристики четырехполюсника $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$. Полосы частот напряжений входного $U_{\text{вх}}$ и выходного $U_{\text{вых}}$ напряжений (0...0,5) Гц;

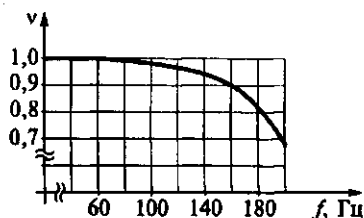
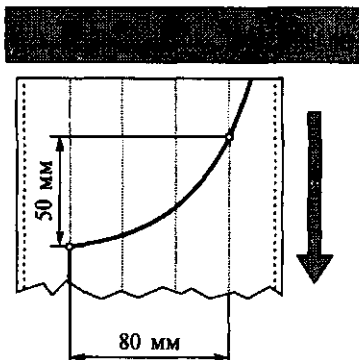
- синхронная регистрация четырех случайных процессов в полевых условиях. Полосы частот исследуемых процессов 0,5...120 кГц. Длительность регистрации — до 10 мин. Допустимая погрешность — не хуже $\pm 4\%$.

2. Автоматическим самопишущим мостом зарегистрирована кривая изменения температуры объекта (см. рисунок). Определите время нагревания объекта от 20 до 80 °С. Скорость движения диаграммной ленты равна 100 мм/ч.

3. Назовите основное преимущество и основной недостаток аналогового запоминающего осциллографа перед другими средствами аналоговой регистрации.

4. Известна АЧХ гальванометра светолучевого осциллографа (см. рисунок). Определите погрешности записи 3, 5, 7, 8 и 9-й гармоник несинусоидального сигнала, период которого $T = 50$ мс. Определите также рабочие полосы частот для допустимых погрешностей $\pm 5\%$; $\pm 10\%$; $\pm 15\%$. (По оси ординат на графике АЧХ — относительная амплитуда v .)

5. Выберите гальванометр для оптимальной регистрации с помощью СЛЮ переменного тока амплитудой 450 мкА. Значения чувствительности имеющихся четырех ОГ: $S_1 = 0,05$ мм/(мкА · м); $S_2 = 0,1$ мм/(мкА · м); $S_3 = 0,2$ мм/(мкА · м); $S_4 = 0,5$ мм/(мкА · м); длина луча 1 м; ширина диаграммной фотобумаги — 100 мм. Динамической погрешностью можно пренебречь.



ГЛАВА 6

ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

6.1. ЦИФРОВЫЕ МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ

В практике электрических измерений все шире используются цифровые методы и средства преобразования, хранения, обработки, передачи и представления информации. Цифровые инструменты активно вытесняют аналоговые средства при измерении самых разных физических величин. Сегодня в мире в различных областях человеческой деятельности (в том числе и в быту) успешно используются миллиарды (!) цифровых средств измерений, решающих самые разнообразные задачи статических и динамических измерений различных физических величин (как электрических, так и неэлектрических). Широко применяются цифровые вольтметры, мультиметры, частотомеры, омметры, ваттметры, контактные и бесконтактные термометры, расходомеры, тахометры, манометры, анемометры, измерители относительной влажности, освещенности, цифровые регистраторы, осциллографы, анализаторы различных параметров, компьютерные измерительные устройства, комплексы, системы и др.

С развитием микроэлектронных технологий, вычислительной техники, с увеличением серийности выпуска цифрового измерительного оборудования цены на него, естественно, снижаются, что приводит к все большей доступности и распространенности цифровых средств статических и динамических измерений, к более широкому применению сложных динамических моделей объектов исследования и процессов, использованию все более производительных алгоритмов автоматического преобразования, передачи и представления информации.

Во всем многообразии цифровых средств измерений наибольший интерес для нас представляют две большие группы (два вида СИ): измерительные приборы и измерительные преобразователи. *Первую группу* составляют автономные, сравнительно медленно действующие цифровые измерительные приборы, предназначенные в основном для статических однократных измерений, выполняемых вручную оператором (пользователем). *Вторая группа* — это различные цифровые измерительные преобразователи, предназначенные для работы в составе информационно-измерительных

систем, измерительно-вычислительных комплексов, автоматизированных измерительных установок. Они обладают, как правило, высоким быстродействием или имеют другие специальные характеристики и функциональные возможности.

Довольно широко распространены цифровые регистрирующие измерительные приборы и преобразователи, обеспечивающие возможность длительной регистрации процессов (от нескольких суток до месяцев и даже лет), последующей переписи больших зарегистрированных массивов в память персонального компьютера для автоматической обработки с помощью специального программного обеспечения (см. ниже).

В данном подразделе рассмотрим варианты организации основной (общей для всех цифровых СИ) процедуры — аналого-цифрового преобразования; а также особенности построения и применения представителей первой группы — цифровых измерительных приборов (ЦИП), которые, в отличие от измерительных преобразователей, предназначены в основном для работы с человеком. По всем основным показателям ЦИП превосходят аналоговые измерительные приборы, у них гораздо более высокие метрологические и эксплуатационные характеристики. Правда, стоимость большинства ЦИП пока выше, чем аналоговых приборов.

Современные ЦИП представляют собой высокопроизводительные интеллектуальные средства исследования объектов и процессов, поскольку строятся на основе микропроцессорной техники. Структуры ЦИП, предназначенных для измерения различных физических величин, во многом схожи. Различия между ними сосредоточены в основном во входных узлах приборов, т. е. там, где происходит преобразования конкретных величин в унифицированный сигнал.

6.1.1. Характеристики аналого-цифровых преобразователей

Наиболее важным и ответственным узлом любого цифрового средства измерений является аналого-цифровой преобразователь (АЦП) — Analog-to-Digital Converter (ADC), поскольку именно он определяет основные метрологические характеристики и быстродействие всего прибора. Задача АЦП — автоматически трансформировать бесконечное множество возможных значений входной аналоговой величины в конечное множество (в ограниченный набор цифровых эквивалентов, кодов). Разрядность АЦП, его погрешности, чувствительность, быстродействие, надежность в значительной мере определяют окончательную достоверность результатов измерения и регистрации, возможности и характеристики цифровой измерительной аппаратуры в целом.

Рассмотрим основные характеристики АЦП, знание которых необходимо для правильного сравнения возможностей различных

преобразователей (и, следовательно, грамотного выбора прибора для эксперимента). Для определенности будем полагать в дальнейших рассуждениях, что входным сигналом АЦП является напряжение постоянного тока.

Длина шкалы L (Length of Scale) характеризует число возможных уровней преобразования (ступеней характеристики преобразования) АЦП. Этот термин возник на заре цифровой измерительной техники по аналогии с длиной шкалы (числом делений) аналоговых стрелочных измерительных приборов. Длина шкалы L ЦИП определяется разрядностью АЦП.

Разрядность n — это число двоичных разрядов (бит) — Number of Bits или десятичных разрядов — Number of Digits. Если разрядность АЦП — n двоичных разрядов (бит), то длина шкалы $L = 2^n$. Например, при $n = 11$ бит значение $L = 2048$. Если разрядность АЦП — n десятичных разрядов, то $L = 10^n$. Например, при n , равном четырем полным десятичным разрядам, значение $L = 9999$ (как говорят при этом — «четыре девятки»), или округленно $L = 10\,000$.

Цифровые средства измерения, предназначенные для работы с человеком (а не в составе измерительных систем), имеют десятичные цифровые отсчетные устройства, т.е. индикаторы, отражающие числа в десятичной (привычной нам) системе счисления и состоящие из нескольких десятичных разрядов. Характеризовать отсчетное устройство (индикатор) ЦИП при этом можно по-разному.

Один из способов — задание максимального числа возможных значений выходного цифрового кода (точек) на отсчетном устройстве, т.е. указание длины шкалы L . Например, $L = 999$ точек (или округленно — 1000 точек).

Другой способ — задание числа десятичных разрядов n . Причем число десятичных разрядов n может быть как целым (например, 4 десятичных разряда), так и дробным (например, $n = 3\frac{1}{2}$ разряда).

В первом случае в каждом разряде индикатора в процессе измерения могут появляться любые цифры от 0 до 9. Например, если максимально возможное индицируемое число $L = 999$, то говорится, что разрядность n равна трем полным десятичным разрядам. Во втором случае (дробное задание разрядности) в старшем десятичном разряде могут быть, например, только цифры 0 или 1 (это не полный разряд, а половина разряда), а в остальных, скажем, трех разрядах — цифры от 0 до 9 (это полные разряды). Максимальное число на индикаторе такого ЦИП может быть 1999. При этом разрядность n определяется как $3\frac{1}{2}$ разряда.

Разрешающая способность R (Resolution) — это величина, обратная длине шкалы L ($R = 1 : L$) и характеризующая чувствительность

АЦП. Чем больше длина шкалы L , тем лучше разрешающая способность R и тем, следовательно, выше качество преобразования.

Значение кванта q (quant) — единицы младшего значащего разряда (МЗР) определяется отношением номинального $U_{\text{ном}}$ значения входного напряжения (или верхнего значения диапазона измерения) к длине шкалы L :

$$q = U_{\text{ном}}/L.$$

Для двоичных АЦП значение кванта q иногда обозначается Least Significant Bit (LSB), для десятичных АЦП — Least Significant Digit (LSD).

Например, если длина шкалы цифрового мультиметра $L = 1999$ точек (или округленно 2000 точек) и выбран диапазон измеряемых напряжений $U_{\text{ном}} = 2$ В, то вес кванта (единицы МЗР) в этом режиме $q = 1$ мВ. Чем меньше значение q , тем выше чувствительность преобразования и, как правило, выше точность. Значение кванта q определяет чувствительность АЦП и прибора в целом.

Погрешность квантования $\Delta_{\text{кв}}$ — важное понятие цифровой измерительной техники. Одним из основных источников недостоверности преобразования аналогового сигнала в цифровой код является процедура квантования, т.е. автоматического округления. Преобразование бесконечного множества возможных значений входного напряжения U в конечное число возможных уровней выходного кода неизбежно приводит к появлению погрешности квантования $\Delta_{\text{кв}}$. Эта погрешность принципиально неизбежна, но может быть обеспечена удовлетворительно малой.

Функция погрешности квантования $\Delta_{\text{кв}}$ — это разница между реальной ступенчатой характеристикой преобразования и идеальной линейной (рис. 6.1).

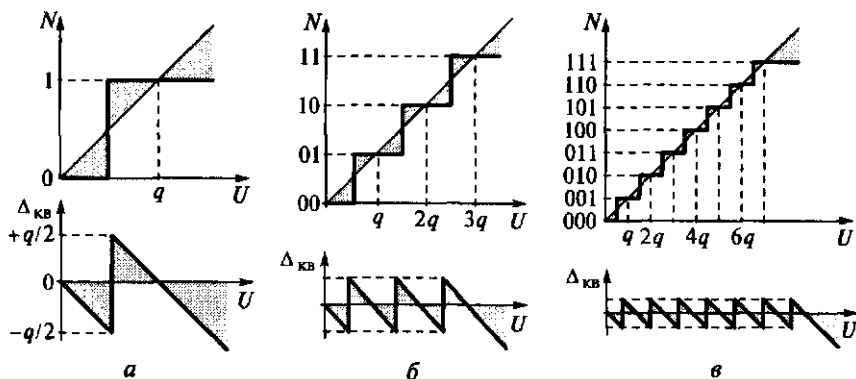


Рис. 6.1. Связь разрядности, длины шкалы и погрешности квантования:
 $a - n = 1$ бит, $L = 2^1 = 2$, $R = 1 : 2$; $б - n = 2$ бита, $L = 2^2 = 4$, $R = 1 : 4$; $в - n = 3$ бита, $L = 2^3 = 8$, $R = 1 : 8$

Конкретное значение погрешности $\Delta_{\text{кв}}$ в каждом отдельном результате преобразования — это случайная величина, равномерно распределенная на интервале кванта q . Все возможные значения этой погрешности лежат в диапазоне $\pm q/2$ (плюс — минус половина кванта). Максимальное значение погрешности $\Delta_{\text{кв}}$ составляет по модулю $q/2$. Конечно, суммарная погрешность АЦП определяется не только погрешностью квантования. Реальная суммарная погрешность современных АЦП обычно находится в диапазоне 2...5 единиц младшего значащего разряда (т. е. $2q \dots 5q$).

Рис. 6.1 иллюстрирует зависимость выходного кода N АЦП от значения входного напряжения U , а также связь основных понятий: разрядности n , длины шкалы L , разрешающей способности R , веса кванта q и значения погрешности квантования $\Delta_{\text{кв}}$ на примере двоичных АЦП (т. е. АЦП, работающих в двоичной системе счисления), входной сигнал которых — напряжение постоянного тока U . Случай разрядности $n = 1$ бит (см. рис. 6.1, а) соответствует простейшему АЦП с двумя возможными состояниями — 0 или 1.

Случай разрядности $n = 2$ бита (см. рис. 6.1, б) соответствует АЦП с длиной шкалы $L = 4$. Случай $n = 3$ бита (см. рис. 6.1, в) соответствует длине шкалы АЦП $L = 8$. Чем больше число двоичных разрядов n , тем больше длина шкалы L (больше число возможных уровней квантования N_m), тем меньше погрешность квантования $\Delta_{\text{кв}}$.

В табл. 6.1 приведены некоторые количественные значения длины шкалы L и разрешающей способности R , соответствующие различным значениям разрядности n современных двоичных АЦП.

Таблица 6.1

Соотношения между разрядностью АЦП, длиной шкалы и разрешающей способностью

n , бит	L , число точек	R
6	64	0,016 (1,6 %)
8	256	0,0039 (0,39 %)
10	1024	0,00098 (0,098 %)
12	4096	0,00024 (0,024 %)
14	16 384	0,000061 (61 ppm)
16	65 536	0,000015 (15 ppm)
18	262 144	0,0000038 (3,8 ppm)
20	1 048 576	0,95 ppm
22	4 194 304	0,24 ppm
24	16 777 216	0,060 ppm

Примечание. 1 ppm (part-per-million) — одна миллионная часть.

По значению разрешающей способности R можно косвенно судить о метрологических характеристиках конкретного типа АЦП (его возможной чувствительности и точности).

Частота дискретизации F_d — одна из важнейших характеристик АЦП, позволяющая оценить его динамические свойства (скорость преобразования), т.е. возможность его работы с быстро меняющимися сигналами, что особенно важно для системных цифровых вольтметров. Значение F_d может выражаться числом результатов преобразования в секунду — отсчетов в секунду (Samples/s), или слов/с, или в герцах. Например, если сказано, что $F_d = 1$ МГц (или $F_d = 1$ Мслов/с, или $F_d = 1$ MSamples/s), то это означает, что при изменяющемся входном напряжении преобразователь в течение 1 с может выдать 1 млн различных результатов, соответствующих текущим (мгновенным) значениям входного сигнала.

Длительность цикла преобразования (шаг дискретизации) T_c АЦП — это величина, обратная частоте дискретизации F_d , означающая интервал времени, необходимый для выполнения одного полного цикла преобразования. Значение T_c выражается в единицах времени: с, мс, мкс и т.д. Если известно значение частоты, например, $F_d = 1$ МГц, то значение $T_c = 1$ мкс.

6.1.2. Методы аналого-цифрового преобразования

При построении цифрового измерительного оборудования применяются различные методы и средства преобразования аналоговой информации в цифровую, отличающиеся метрологией, помехозащищенностью, динамикой. Рассмотрим и сравним возможности и основные характеристики некоторых из них, наиболее распространенных.

В цифровой измерительной технике достаточно широко применяется *преобразователь* (считающийся классическим типом АЦП) *последовательного приближения* (поразрядного уравнивания) — Successive Approximation ADC — с устройством выборки и хранения (УВХ) на входе. Устройство выборки и хранения обеспечивает выполнение дискретизации входного сигнала, т.е. переход к дискретному времени.

Один цикл преобразования входного измеряемого напряжения U_x в этом методе состоит из нескольких тактов. Уравнивание выполняется с помощью автоматически изменяющегося компенсирующего напряжения. Процесс преобразования заключается в поочередном сравнении изменяющегося по определенному алгоритму компенсирующего напряжения U_k с измеряемым U_x . В соответствии с алгоритмом, напряжение U_k целенаправленно стремится стать равным U_x , т.е. уравнивает его. В течение нескольких тактов напряжение U_k становится практически равным значению U_x . Такое преобразование напоминает процедуру взвешивания, когда

используя несколько разных гирь и подбирая (устанавливая или снимая) гири, начиная со старшей, т.е. уравнивая, можно достичь удовлетворительного равновесия. Этот метод преобразования обеспечивает средние метрологические характеристики и достаточно высокое быстродействие. Поэтому в основном именно он и применяется в цифровых средствах динамических измерений (цифровых измерительных регистраторах, цифровых осциллографах и анализаторах).

Типичные параметры таких АЦП: $n = (10 \dots 16)$ бит; $F_d = (0,02 \dots 100)$ МГц.

Среди других методов, используемых в средствах динамических измерений — *метод параллельного преобразования* (Flash ADC), который обеспечивает наиболее высокое быстродействие (правда, с малой разрядностью и невысокой точностью).

Входной сигнал при помощи множества однотипных компараторов сравнивается одновременно с рядом опорных напряжений, формируемых точным делителем напряжения. Затем с помощью дешифратора выявляется граница между двумя группами компараторов с одинаковыми состояниями («0» и «1») и результат сравнения преобразуется в привычный двоичный код. При числе компараторов $m = 256$ образуется выходное слово с разрядностью $n = 8$ бит. При числе компараторов $m = 1024$ образуется выходное слово с разрядностью $n = 10$ бит.

Типичные характеристики параллельных АЦП: $n = (6 \dots 10)$ бит, скорость преобразования $20 \dots 1000$ МГц.

В автономных цифровых вольтметрах и мультиметрах, предназначенных для статических измерений, а также в некоторых регистраторах/анализаторах, логгерах, особенно в тех, которые предназначены для работы с медленноменяющимися процессами, применяются АЦП *интегрирующего типа* (Integrating ADC). Интегрирующие методы преобразования обеспечивают самые высокие точность, чувствительность, разрешающую способность, а также высокое подавление периодических помех сетевой частоты (что особенно важно в экспериментах, выполняемых в промышленных условиях и при работе с сигналами малого уровня). Правда, эти АЦП сравнительно медленно действующие (длительность цикла преобразования, как правило, десятки миллисекунд — единицы секунд), но для автономных приборов и не требуется высокого быстродействия (так как оператор не в состоянии был бы воспринимать разные цифровые отсчеты, меняющиеся быстрее, чем 1 раз в секунду).

В настоящее время применяют две разновидности интегрирующего аналого-цифрового преобразования: *временнó-импульсный* и *частотно-импульсный* методы.

При использовании *временнó-импульсного метода* входное напряжение преобразуется в пропорциональный по длительности интер-

вал времени, который затем заполняется импульсами стабильной известной частоты F_0 . Сформированная таким образом серия импульсов подсчитывается счетчиком, содержимое которого по окончании счета и определяет значение измеряемого напряжения. Цикл преобразования состоит из двух основных тактов. Основной узел такого АЦП — интегратор, который в течение первого такта T_1 (длительность которого всегда постоянна) интегрирует входной сигнал, а если к сигналу примешана периодическая помеха, то интегрирует сумму сигнала и помехи. На этом такте емкость интегратора линейно заряжается. При равенстве (или кратности) интервала первого такта периоду помехи результат интегрирования не будет зависеть от помехи. Во втором такте T_2 на вход интегратора поступает опорное (стабильное, образцовое) напряжение, полярность которого противоположна полярности измеряемого напряжения. При этом емкость интегратора линейно разряжается. Компаратор фиксирует момент полного разряда емкости. Таким образом, длительность второго такта пропорциональна значению входного постоянного напряжения. Затем значение длительности второго такта с помощью генератора тактовой частоты и счетчика импульсов преобразуется в пропорциональный цифровой код. Длительность интервала первого такта T_1 задается разработчиком равным или кратным периоду периодической помехи (в России номинальное значение частоты сети и, следовательно, частоты помехи 50 Гц, а ее период 20 мс).

Степень ослабления влияния помехи характеризуется коэффициентом подавления K_n , который выражается в децибелах и определяется по формуле

$$K_n = 20 \lg (U_{\text{пм}} / \Delta U_n),$$

где $U_{\text{пм}}$ — амплитудное значение периодической помехи на входе АЦП; ΔU_n — изменение результата преобразования, вызванное действием помехи.

Например, если в паспорте на прибор записано: «коэффициент подавления K_n помехи нормального вида частоты сети 50 Гц $\pm 1\%$ не хуже 40 дБ», то это означает, что помеха такой частоты ослабляется не менее, чем в 100 раз. Значение коэффициента $K_n = 60$ дБ означает уменьшение влияния помехи на результат измерения в 1000 раз. Чем больше значение коэффициента K_n , тем выше подавление периодической помехи, и тем, следовательно, лучше.

Частотно-импульсный метод основан на предварительном преобразовании входного сигнала в пропорциональную частоту следования импульсов. Эти импульсы в течение стабильного интервала времени T_0 поступают на счетчик, который и подсчитывает число импульсов в серии. Таким образом, содержимое счетчика отражает значение входного напряжения.

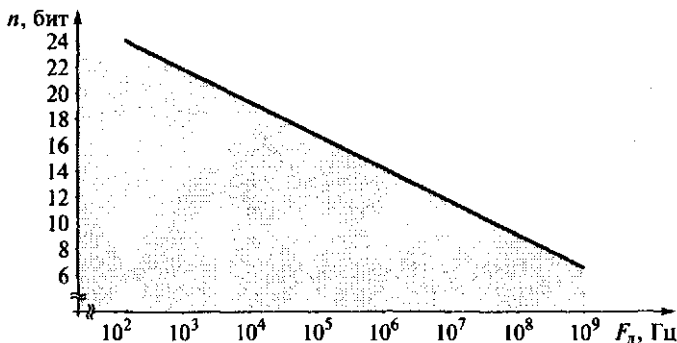


Рис. 6.2. Связь точности (разрядности АЦП) и быстродействия

Типичные параметры интегрирующих АЦП: $n = (12 \dots 20)$ бит; длительность одного цикла преобразования $T_{\text{ц}} = (0,1 \dots 10)$ с; $K_n = (40 \dots 60)$ дБ.

Существует объективная обратно пропорциональная зависимость между разрядностью (точностью/чувствительностью) преобразования и быстродействием (скоростью) АЦП. Эта зависимость вполне логична и по смыслу подобна «золотому» правилу механики: «Выиграешь в силе — проиграешь в расстоянии». Для измерительной техники это правило можно сформулировать так: «Выиграешь в точности — проиграешь в быстродействии» или, наоборот: «Выиграешь в скорости — проиграешь в точности».

Рис. 6.2 упрощенно иллюстрирует эту связь для современного уровня развития техники аналого-цифрового преобразования.

Масштаб по оси абсцисс (частота дискретизации F_d) логарифмический. При линейном масштабе по оси абсцисс эта зависимость носила бы гиперболический характер.

6.2. ЦИФРОВЫЕ ЧАСТОТОМЕРЫ

Начинать изучение цифровых измерительных приборов удобно и логично с рассмотрения устройства и принципа действия самого простого и понятного по структуре и набору основных процедур преобразования представителя ЦИП — цифрового частотомера (ЦЧ). Многие формы преобразования, выполняемые в ЦЧ, лежат в основе большинства других ЦИП.

Цифровые частотомеры — довольно распространенные измерительные приборы, используемые в самых различных отраслях науки, техники, промышленности для оценки частотно-временных параметров электрических сигналов. Они работают в очень широком диапазоне значений измеряемых частот периодических сигна-

лов (или их периода). Современные ЦЧ обеспечивают самые высокие метрологические характеристики (точность и разрешающую способность) среди всех прочих ЦИП, отличаются достаточно высоким быстродействием, широкими функциональными возможностями, простотой эксплуатации, высокой надежностью.

Помимо измерения частотно-временных параметров периодических сигналов, современные ЦЧ применяются и для измерения различных физических величин. Для этого необходимо подключать к ЦЧ вспомогательные первичные измерительные преобразователи (датчики), имеющие выходные сигналы, частота или период (длительность) которых пропорциональны измеряемой величине. Например, ЦЧ можно использовать для измерения скорости вращения вала двигателя, или расхода жидкости в трубопроводе, или скорости потока воздуха. Цифровые частотомеры находят также применение в качестве генераторов стабильных частот и таймеров постоянных или программируемых интервалов времени. Кроме того, с помощью ЦЧ легко можно организовать подсчет числа импульсов (числа событий).

Практически все ЦЧ обеспечивают два основных режима работы: измерения частоты и измерения периода (длительности интервала времени). Рассмотрим структуры, принципы действия и погрешности ЦЧ в этих режимах.

6.2.1. Режим измерения частоты

Упрощенная структура ЦЧ, реализующая режим измерения частоты, показана на рис. 6.3, а, а временные диаграммы работы в этом режиме приведены на рис. 6.3, б.

Исследуемый периодический сигнал 1 (соответственно диаграмма 1) подается на вход усилителя-ограничителя УО, где преобразуется в последовательность прямоугольных импульсов 2 (диа-

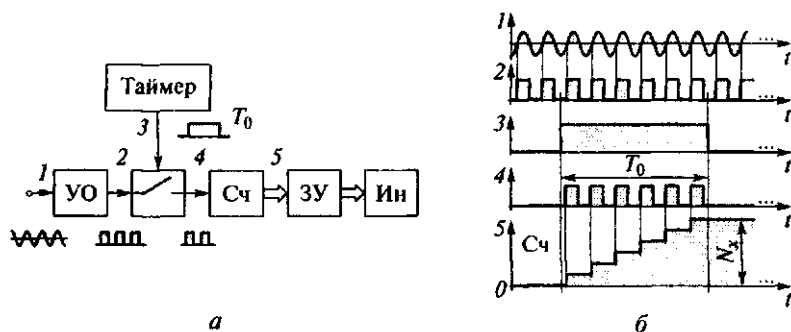


Рис. 6.3. Режим измерения частоты:

а — упрощенная структура ЦЧ; б — временные диаграммы работы

грамма 2) фиксированной амплитуды, частота которых равна частоте f_x входного сигнала. Далее этот сигнал поступает на вход электронного ключа, которым управляет таймер, периодически замыкающий его на постоянный стабильный интервал времени 3 (диаграмма 3), например $T_0 = 1$ с. Сформированная таким образом серия импульсов 4 (диаграмма 4) поступает на вход счетчика Сч, содержимое которого 5 в начале интервала T_0 равно нулю, а в конце интервала счета равно числу поступивших импульсов N_x . Это число прямо пропорционально измеряемой частоте f_x входного сигнала:

$$N_x = \text{Ent} [T_0/T_x] = \text{Ent} [T_0 f_x],$$

где $\text{Ent} [\dots]$ — оператор определения целой части выражения $[\dots]$; T_x — период входного сигнала ($T_x = 1/f_x$); f_x — частота входного сигнала.

Содержимое счетчика 5 запоминается в буферном запоминающем устройстве ЗУ и хранится там до окончания следующего цикла измерения и переписи нового результата. Одновременно результат поступает на цифровое отсчетное устройство (индикатор Ин). Если, например, в течение интервала $T_0 = 1$ с на вход счетчика поступило 254 импульса, то, следовательно, частота входного сигнала $f_x = 254$ Гц. Прибор работает циклически, т.е. в начале каждого нового цикла счетчик «обнуляется». Таким образом, результат измерения периодически обновляется. Отметим, что форма периодического сигнала значения не имеет.

В реальных ЦЧ имеется несколько диапазонов измерения частоты, т.е. формируется несколько различных по длительности стабильных интервалов T_0 (например, $T_{01} = 0,1$ с; $T_{02} = 1,0$ с; $T_{03} = 10$ с). При работе с ЦЧ в режиме измерения частоты важным является правильный выбор диапазона, т.е. выбор интервала T_0 , в течение которого происходит подсчет импульсов. Чем больше импульсов N_x поступит в счетчик (в пределах, конечно, максимально возможного) на интервале T_0 , тем больше будет значащих цифр результата измерения на индикаторе, тем, следовательно, лучше.

Общая погрешность Δ_F результата измерения частоты f_x складывается из двух составляющих: погрешности дискретности Δ_{F1} и погрешности Δ_{F2} , вызванной неточностью (неидеальностью) задания интервала времени T_0 .

Погрешность дискретности Δ_{F1} неизбежно присутствует в любом аналого-цифровом преобразовании. Рассмотрим природу возникновения этой погрешности. Отношение T_0/T_x может быть любым, так как частота f_x входного сигнала может иметь бесконечное множество различных значений. Понятно, что в общем случае отношение T_0/T_x — дробное число. А поскольку число импульсов N_x , подсчитываемых счетчиком, может быть только целым, то в процессе такого автоматического округления естественно и неизбежно возникает погрешность (погрешность дискретности).

Оценим возможное значение этой погрешности. При одном и том же постоянном значении интервала T_0 , в зависимости от расположения (случайного) во времени входного сигнала и интервала T_0 , число импульсов, приходящихся на интервал T_0 , может отличаться в ту или другую сторону на единицу. На рис. 6.4, а показаны две разные ситуации при совершенно одинаковых исходных условиях (одна и та же входная частота f_x , один и тот же интервал T_0): в первом случае (диаграмма 1) число импульсов, поступивших в счетчик, равно пяти, а во втором (диаграмма 2) случае число импульсов равно шести.

Погрешность Δ_{F1} — случайная величина, поскольку входной сигнал и сигнал таймера в общем случае никак не связаны между собой. Максимально возможное значение этой погрешности неизменно и составляет одну единицу младшего разряда — один квант:

$$\Delta_{F1} = \pm 1 \text{ импульс} = \pm 1/T_0.$$

Таким образом, Δ_{F1} — это аддитивная погрешность, т.е. не зависящая от значения измеряемой величины — частоты f_x (рис. 6.4, б).

Погрешность Δ_{F2} вызвана неточностью (неидеальностью) задания интервала T_0 (рис. 6.5, а).

Если бы длительность интервала T_0 имела строго номинальное значение, то число импульсов, поступивших в счетчик, было бы равно N_1 (см. рис. 6.5, а). Если же интервал T_0 будет, например, несколько больше номинального и составит $T_0 + \Delta T_0$, то при той же измеряемой частоте f_x в счетчик поступит больше импульсов $N_2 > N_1$ (см. рис. 6.5, а).

Неточность ΔT_0 задания этого интервала приводит к появлению мультипликативной, т.е. линейно зависящей от значения измеряемой частоты f_x , составляющей:

$$\Delta_{F2} = \pm f_x \frac{\Delta T_0}{T_0}.$$

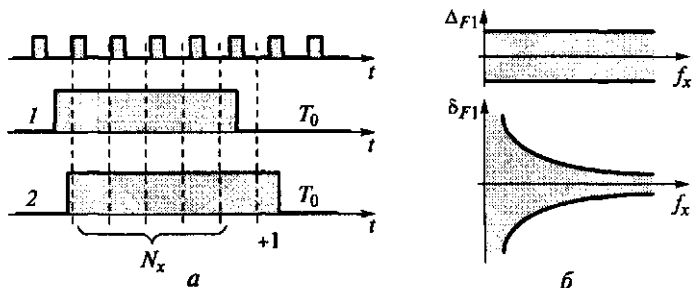


Рис. 6.4. Аддитивная погрешность в режиме измерения частоты:

а — возникновение; б — абсолютная и относительная погрешности

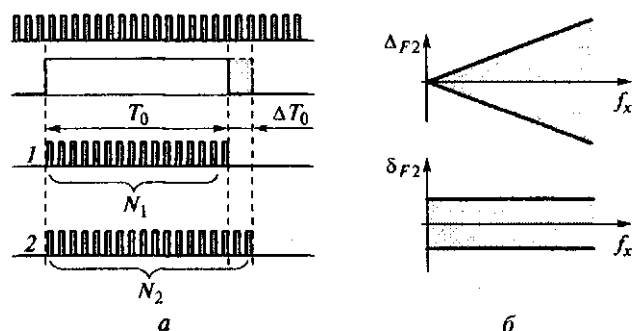


Рис. 6.5. Мультипликативная погрешность в режиме измерения частоты:
 а — возникновение; б — абсолютная и относительная погрешности

Суммарная абсолютная погрешность Δ_F результата измерения частоты f_x и суммарная относительная погрешность δ_F , %, равны, соответственно:

$$\Delta_F = \Delta_{F1} + \Delta_{F2} = \pm \left(\frac{1}{T_0} + f_x \frac{\Delta T_0}{T_0} \right);$$

$$\delta_F = \delta_{F1} + \delta_{F2} = \pm \left(\frac{1}{T_0 f_x} + \frac{\Delta T_0}{T_0} \right) 100.$$

Графическая иллюстрация поведения составляющих и суммарных абсолютной и относительной погрешностей результата измерения частоты f_x приведена на рис. 6.6, а и б, соответственно.

Видно, что чем меньше значение измеряемой частоты f_x в этом режиме, тем (при постоянном интервале T_0) хуже, так как тем больше относительная погрешность δ_F . Для уменьшения этой погрешности необходимо увеличивать интервал T_0 , но нецелесообразно его делать слишком большим. Так, например, длительность

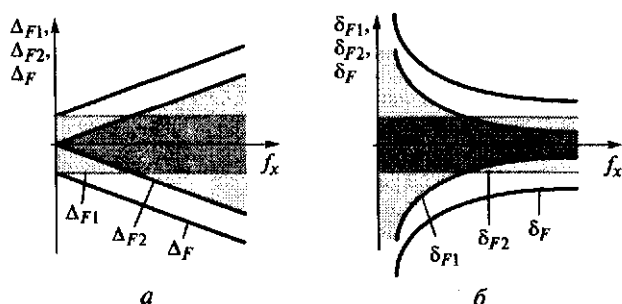


Рис. 6.6. Суммарные абсолютная (а) и относительная (б) погрешности

интервала $T_0 = 10$ с уже неудобна для работы, так как значительное время ожидания появления каждого нового результата (10 с) может вызвать у оператора раздражение. Для измерения сравнительно низких частот удобнее использовать второй режим ЦЧ — режим измерения периода (см. ниже) исследуемого входного сигнала $T_x = 1/f_x$.

Рассмотрим пример определения погрешностей результата измерения частоты. Предположим, известны значение интервала $T_0 = 1$ с и возможная погрешность его задания $\Delta T_0 = \pm 2$ мс. Получен результат измерения частоты $f_x = 1$ кГц. Оценим значения составляющих и суммарной погрешности результата.

Значения абсолютных аддитивной Δ_{F1} и мультипликативной Δ_{F2} погрешностей, соответственно равны:

$$\Delta_{F1} = \pm 1/T_0 = \pm 1 \text{ Гц};$$

$$\Delta_{F2} = \frac{f_x \Delta T_0}{T_0} = \frac{1000 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{1} = \pm 2 \text{ Гц}.$$

Значения относительных аддитивной δ_{F1} и мультипликативной δ_{F2} погрешностей определим обычным образом:

$$\delta_{F1} = (\Delta_{F1}/f_x) 100 = \pm (1/1000) 100 = \pm 0,1 \text{ \%};$$

$$\delta_{F2} = (\Delta_{F2}/f_x) 100 = \pm (2/1000) 100 = \pm 0,2 \text{ \%}.$$

Суммарные абсолютная Δ_F и относительная δ_F погрешности результата измерения частоты f_x соответственно равны:

$$\Delta_F = \Delta_{F1} + \Delta_{F2} = \pm 3 \text{ Гц};$$

$$\delta_F = \delta_{F1} + \delta_{F2} = \pm 0,3 \text{ \%}.$$

6.2.2. Режим измерения периода

Упрощенная структура ЦЧ в режиме измерения периода приведена на рис. 6.7, а, а временные диаграммы — на рис. 6.7, б. В этом режиме входной периодический сигнал 1 (соответственно диаграмма 1) любой формы подается на вход формирователя периода ФП, где преобразуется в прямоугольный сигнал 2 (диаграмма 2) фиксированной амплитуды, длительность которого T_x равна периоду входного сигнала.

Далее этот сигнал поступает на управляющий вход электронного ключа и замыкает его на время T_x . На входе электронного ключа — прямоугольные импульсы 3 (диаграмма 3) стабильной неизвестной частоты F_0 , постоянно поступающие с выхода генератора тактовых импульсов ГТИ. Таким образом, на выходе ключа

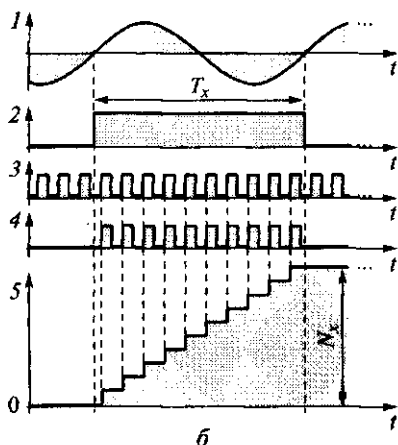
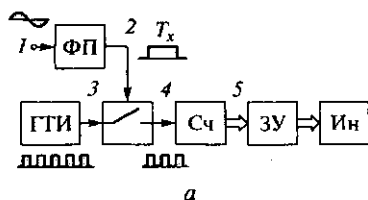


Рис. 6.7. Режим измерения периода (интервала времени):

а — упрощенная структура ЦЧ; б — временные диаграммы

формируется серия прямоугольных импульсов 4 (диаграмма 4), число импульсов N_x в которой пропорционально длительности T_x :

$$N_x = \text{Ent} [T_x / T_0] = \text{Ent} [T_x F_0],$$

где $\text{Ent} [\dots]$ — оператор определения целой части выражения $[\dots]$; T_0 — период тактовых импульсов, $T_0 = 1/F_0$; F_0 — частота тактовых импульсов ГТИ.

Счетчик Сч подсчитывает пришедшие импульсы и затем содержимое счетчика 5 переписывается в запоминающее устройство ЗУ, где и хранится до окончания следующего цикла и переписи нового результата. Индикатор Ин позволяет считывать результат измерения. Если, например, частота импульсов ГТИ была установлена $F_0 = 1$ кГц, а содержимое счетчика Сч в конце интервала счета оказалось равным $N_x = 1520$, то период входного сигнала, следовательно, равен $T_x = 1,52$ с.

И в этом режиме ЦЧ работает циклически, т.е. в начале каждого нового цикла преобразования счетчик обнуляется. Таким образом, результат измерения периодически обновляется.

Обычный ЦЧ имеет высокочастотный стабильный ГТИ и цифровой делитель частоты, с помощью которого формируется несколько разных тактовых частот F_0 (например, $F_{01} = 1,0$ кГц; $F_{02} = 10$ кГц; $F_{03} = 100$ кГц; $F_{04} = 1,0$ МГц), что означает наличие нескольких возможных диапазонов измерения периода. Важным, поэтому, является вопрос правильного выбора диапазона измерения, в котором обеспечивается минимальная погрешность.

Погрешность Δ_T результата измерения периода (интервала времени) T_x , как и в режиме измерения частоты, содержит две составляющие: погрешность дискретности Δ_T и погрешность Δ_{T2} , вызванную неточностью (неидеальностью) значения F_0 частоты ГТИ. **Погрешность дискретности Δ_{T1}** по природе аналогична рас-

смотренной в первом режиме и представляет собой аддитивную погрешность (рис. 6.8, а). Появление второй составляющей — погрешности Δ_{T2} иллюстрирует рис. 6.8, б.

Если бы частота сигнала ГТИ была строго равна номинальной F_0 , то число импульсов, поступивших в счетчик в течение интервала T_x , было бы равно N_1 . Если же частота сигнала ГТИ будет, например, несколько больше номинальной и составит $F_0 + \Delta F_0$, то на том же интервале T_x в счетчик поступит больше импульсов $N_2 > N_1$. Эта составляющая погрешности мультипликативна, т.е. ее значение тем больше, чем больше длительность измеряемого периода (интервала) T_x (рис. 6.8, в).

Суммарная абсолютная погрешность Δ_T результата измерения периода T_x и суммарная относительная погрешность δ_T , %, равны, соответственно:

$$\Delta_T = \Delta_{T1} + \Delta_{T2} = \pm \left(\frac{1}{F_0} + \frac{T_x \Delta F_0}{F_0} \right);$$

$$\delta_T = \delta_{T1} + \delta_{T2} = \pm \left(\frac{1}{F_0 T_x} + \frac{\Delta F_0}{F_0} \right) 100.$$

На рис. 6.9 графически представлены отдельные составляющие и суммарные погрешности результата измерения периода T_x в абсолютном и относительном видах, соответственно.

Таким образом видно, что в этом режиме, чем меньше измеряемый период T_x (чем больше значение частоты f_x), тем хуже, так как тем больше относительная погрешность. Для измерения сравнительно малых значений периода T_x (или сравнительно высоких частот) следует использовать первый режим ЦЧ — режим измерения частоты f_x .

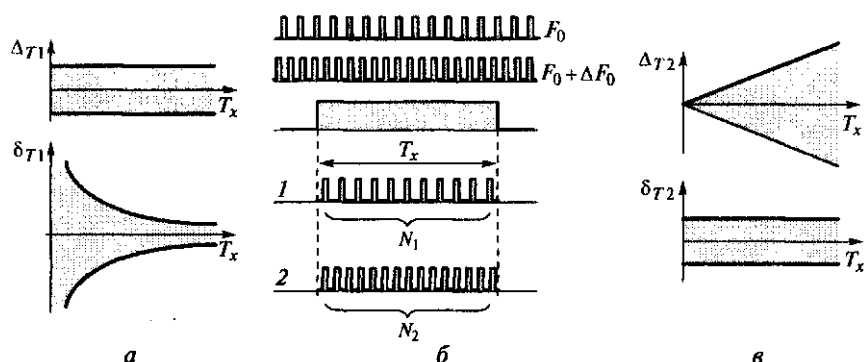


Рис. 6.8. Составляющие погрешности в режиме измерения периода:
а — адаптивная составляющая; б — появление второй составляющей; в — мультипликативная составляющая

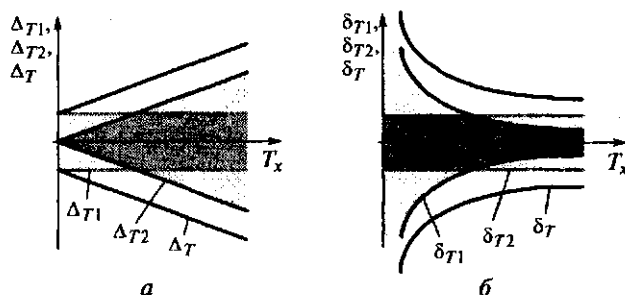


Рис. 6.9. Суммарные абсолютная (а) и относительная (б) погрешности

Рассмотрим пример определения погрешностей результата измерения периода. Предположим, известно значение частоты ГТИ $F_0 = 100 \text{ кГц} \pm 10 \text{ Гц}$. Получен результат измерения периода $T_x = 1,0 \text{ с}$. Найдем значения составляющих и суммарной погрешности результата.

Значения абсолютных аддитивной Δ_{T1} и мультипликативной Δ_{T2} погрешностей соответственно равны:

$$\Delta_{T1} = \pm 1/F_0 = \pm 1/(100 \cdot 10^3) = \pm 0,01 \text{ мс};$$

$$\Delta_{T2} = T_x \frac{\Delta F_0}{F_0} = \pm 1 \cdot 10^3 (100 \cdot 10^3) = \pm 0,1 \text{ мс}.$$

Значения относительных аддитивной δ_{T1} и мультипликативной δ_{T2} погрешностей определим обычным образом:

$$\delta_{T1} = \frac{\Delta_{T1} \cdot 100}{T_x} = \pm 0,01 \cdot 100/1 = \pm 0,001 \%;$$

$$\delta_{T2} = \frac{\Delta_{T2} \cdot 100}{T_x} = \pm 0,1 \cdot 100/1 = \pm 0,01 \%.$$

Суммарные абсолютная Δ_T и относительная δ_T погрешности результата измерения периода T_x равны, соответственно:

$$\Delta_T = \Delta_{T1} + \Delta_{T2} = \pm 0,11 \text{ мс};$$

$$\delta_T = \delta_{T1} + \delta_{T2} = \pm 0,011 \%.$$

6.2.3. Выбор режима работы

При работе в широких диапазонах значений частот (или периода сигнала) естественно возникает вопрос, какой режим (из двух рассмотренных) целесообразно выбрать для минимизации относительной погрешности результата измерения. Рассмотрим этот

вопрос на основе сравнения функций суммарных погрешностей в обоих режимах.

На рис. 6.10, а приведен график функции суммарной относительной погрешности в режиме измерения частоты f_x .

В целях упрощения рисунка симметричный по отношению к оси абсцисс график здесь представлен модулем (только положительной частью). Для правомерного сравнения погрешностей в обоих режимах необходимо их представить зависимостями от общего аргумента, например, от измеряемой частоты f_x . Поскольку период T_x сигнала есть обратная частоте f_x величина:

$$T_x = 1/f_x,$$

то выражение для суммарной относительной погрешности δ_T , %, результата измерения периода T_x можно представить так:

$$\delta_T = \pm (f_x/F_0 + \Delta F_0/F_0) 100.$$

Графически эта зависимость показана (своим модулем) на рис. 6.10, б.

Теперь, имея зависимости суммарных погрешностей (δ_F и δ_T), %, обоих режимов от одного и того же аргумента (измеряемой частоты f_x):

$$\delta_F = \pm \left(\frac{1}{T_0 f_x} + \frac{\Delta T_0}{T_0} \right) 100;$$

$$\delta_T = \pm \left(\frac{f_x}{F_0} + \frac{\Delta F_0}{F_0} \right) 100,$$

можно сравнивать их значения при конкретной измеряемой частоте и, следовательно, выбирать оптимальный режим. Поведение относительных суммарных погрешностей в зависимости от значения измеряемой частоты f_x в обоих режимах показано на рис. 6.10, в.

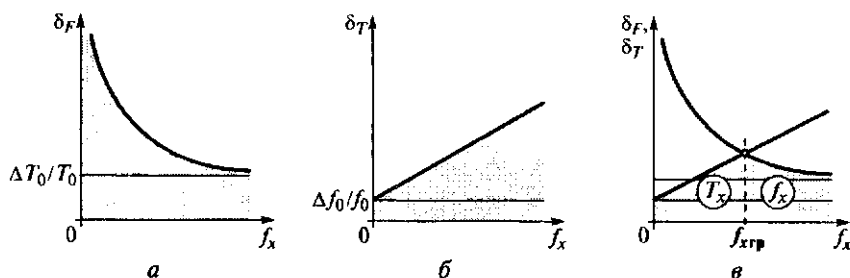


Рис. 6.10. К вопросу выбора режима ЦЧ:

а — $\delta_F(f_x)$ в режиме изменения частоты; б — $\delta_T(f_x)$ в режиме изменения периода; в — сравнение относительных суммарных погрешностей

Точка пересечения графиков суммарных погрешностей на рис. 6.10, в означает равенство относительных погрешностей измерения $\delta_f = \delta_T$, что соответствует граничному значению измеряемой частоты $f_{\text{гпр}}$. Для обеспечения минимальных погрешностей результатов при измерении частот, меньших $f_{\text{гпр}}$, следует использовать режим измерения периода T_x , а для частот, больших $f_{\text{гпр}}$ — режим измерения частоты f_x .

Обычно в структуре ЦЧ для формирования интервала T_0 используется тот же генератор тактовых импульсов, что и при задании образцовой тактовой частоты F_0 . Поэтому относительные отклонения $\Delta T_0/T_0$ и $\Delta F_0/F_0$ равны, т.е. относительные погрешности задания интервала T_0 и образцовой частоты F_0 одинаковы. Следовательно, сравнение суммарных относительных погрешностей может выполняться без учета этих мультипликативных составляющих. В результате можно определять значение граничной частоты $f_{\text{гпр}}$ простым выражением

$$f_{\text{гпр}} = \sqrt{F_0 / T_0}.$$

Если значение входной измеряемой частоты больше значения $f_{\text{гпр}}$, то целесообразно выбрать режим измерения частоты f_x , если меньше — то, наоборот, режим измерения периода T_x .

Классы точности ЦЧ задаются (как и у большинства ЦИП) предельным значением основной абсолютной погрешности Δ_n , содержащей две составляющие: аддитивную и мультипликативную. Например, класс точности ЦЧ в режиме измерения частоты может быть задан так: $\Delta_n = \pm(0,1\% \text{ результата измерения} + 0,1\% \text{ верхней границы диапазона измерения})$. Если диапазон измерения частоты известен $F_k = 100 \text{ кГц}$, и, допустим, в нормальных условиях проведения эксперимента получен результат измерения частоты $f_x = 50 \text{ кГц}$, то можно найти значение основной абсолютной инструментальной погрешности результата:

$$\begin{aligned} \Delta_n &= \pm(0,1\% \text{ от } 50 \text{ кГц} + 0,1\% \text{ от } 100 \text{ кГц}) = \\ &= \pm(50 + 100) \text{ Гц} = \pm 150 \text{ Гц}. \end{aligned}$$

Окончательная запись результата измерения в этом примере для детерминированного подхода выглядела бы так:

$$f_x = 50,00 \text{ кГц}; \Delta_n = \pm 0,15 \text{ кГц с вероятностью } p_{\text{дов}} = 1.$$

6.2.4. Пример цифрового частотомера

Современные ЦЧ используются не только для измерения частоты и периода, но и для измерения в широких диапазонах интервалов времени, для подсчета числа импульсов некоторой последовательности, определения отношения частот двух периодических сигналов.

Основные технические характеристики отечественного цифрового частотомера ЧЗ-38

Диапазон измерения частоты	10 Гц... 50 МГц
Диапазон измерения длительности периода/интервалов времени	10 мкс... 10 с
Разрешающая способность измерения интервалов времени, нс	100
Диапазон измерения отношения частот	10... 10 ⁷
Относительная нестабильность частоты генератора за 24 ч	5 · 10 ⁻⁹
Входное напряжение по входу А, В	0,1... 100
Входное напряжение по входу Б, В	0,1... 10
Входное сопротивление, кОм	10
Входная емкость, пФ	50

Примечание. Вход А предназначен для измерения частоты входного сигнала и подсчета импульсов; вход Б используется в режимах измерения периода и интервалов времени; в режиме измерения отношения частот задействованы оба входа.

Эта модель ЦЧ может также выступать в роли источника стабильных (образцовых) частот.

6.3. ЦИФРОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ И МУЛЬТИМЕТРЫ

Рассмотрим устройство и некоторые особенности представителей довольно распространенного семейства ЦИП — цифровых вольтметров (ЦВ) и мультиметров (ЦМ).

6.3.1. Структура цифрового вольтметра

Упрощенная структура ЦВ показана на рис. 6.11. На вход прибора подается измеряемое напряжение U (постоянное или переменное, в частности, периодическое).

Входные цепи ЦВ предназначены для преобразования входного напряжения в унифицированный сигнал, обычно — в небольшое напряжение постоянного тока, пропорциональное значению информативного параметра измеряемой величины (например, действующему значению периодического напряжения). В общем случае во входных цепях ЦВ выполняются функции усиления, ослабления, выпрямления, фильтрации, коммутации сигнала, защиты от перегрузки и др. Например, входное периодическое напряжение с помощью выпрямителя преобразуется в постоянное напряжение, сигнал малого уровня усиливается, сигнал большого уровня ослабляется и т.д. Основным узел прибора — *аналого-цифровой преобразователь* (АЦП), который автоматически реализует переход от аналоговой формы входной величины к

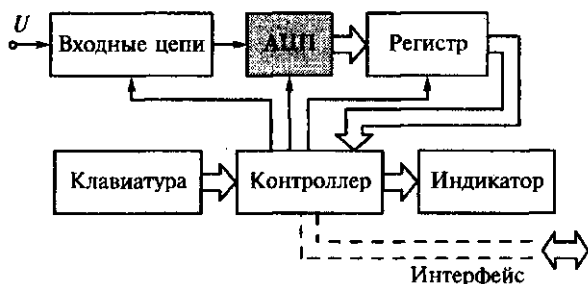


Рис. 6.11. Упрощенная структура цифрового вольтметра

цифровой форме выходной величины (т.е. к пропорциональному коду). В ЦВ для статических измерений применяются, как правило, *интегрирующие* АЦП. Результат этого преобразования временно хранится в запоминающем *регистре*. *Контроллер* управляет работой всех узлов прибора. Взаимодействие человека (оператора) с прибором осуществляется с помощью *клавиатуры* и *индикатора*. Клавиатура позволяет задавать режимы работы ЦВ. Цифровой индикатор показывает результаты измерения. В структуре прибора может быть предусмотрен *интерфейс*, позволяющий прибору общаться с внешними устройствами, в частности с компьютером.

Структура микропроцессорного ЦВ сложнее, но и возможности его богаче. В отличие от предыдущей структуры, контроллер здесь более сложный. Он содержит *микропроцессор* (МП), являющийся основным элементом управления; *постоянное запоминающее устройство* (ПЗУ), в котором хранятся программы работы прибора, и *оперативное запоминающее устройство* (ОЗУ), в котором хранятся данные. Такой контроллер является своеобразным искусственным интеллектом, обеспечивающим разнообразные функциональные возможности по преобразованию, хранению, передаче и представлению информации.

Микропроцессорный прибор в состоянии, например, запомнив несколько сотен результатов (кодов) отдельных измерений входного напряжения, вычислить среднее, среднее квадратическое значения, найти максимальное и минимальное значения за время продолжительного эксперимента, найти необходимые производные величины и т.п. В ЦВ, имеющем несколько диапазонов измерений, МП может управлять автоматическим выбором диапазонов измерения (не говоря уже об автоматическом выборе полярности входного постоянного напряжения). Как правило, микропроцессорные приборы имеют узел стандартного интерфейсного обмена информацией с другими устройствами, что позволяет включать их в состав различных измерительных и управляющих систем.

6.3.2. Структура цифрового мультиметра

Цифровые мультиметры (ЦМ) — Digital MultiMeter (DMM) — это многофункциональные измерительные приборы, специально предназначенные в основном для статических измерений нескольких электрических (например, переменных и постоянных напряжений и токов, сопротивления, частоты) и неэлектрических (например, температуры) величин.

Автономный миниатюрный ЦМ в настоящее время, пожалуй, самый распространенный (и любимый измерителями) инструмент, широко применяемый в различных измерительных экспериментах в электрических цепях и установках низкого (до 1000 В) напряжения.

Структура ЦМ подобна структуре любого ЦИП. Отличие лишь в наличии на входе прибора нескольких специальных преобразователей конкретных входных физических величин. На рис. 6.12 показана упрощенная структура ЦМ с минимальным набором измеряемых величин: постоянных (DC — Direct Current) и переменных (AC — Alternating Current) напряжений и токов, а также сопротивления R . Входные измеряемые величины в любом случае сначала преобразуются в пропорциональное напряжение постоянного тока, которое поступает на вход АЦП, где и преобразуется в код.

Структура содержит уже знакомые нам узлы: АЦП (как правило, интегрирующего типа), микроконтроллер (МК), клавиатуру и индикатор. Во входных цепях стоят следующие аналоговые преобразователи:

- U_-/U_- — постоянного напряжения в постоянное (усилитель и делитель);
- U_-/U_- — переменного напряжения в переменное (усилитель, трансформатор, частотонезависимый делитель);
- U_-/U_- — переменного напряжения в постоянное (выпрямитель);
- R/U_- — сопротивления в постоянное напряжение.

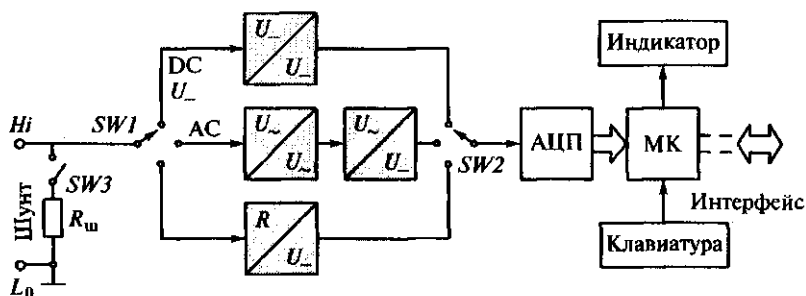


Рис. 6.12. Упрощенная структура ЦМ

Конкретный режим измерения определяется положениями переключателей: $SW1$, $SW2$ и $SW3$. При измерении напряжений переключатель $SW3$ разомкнут, а переключатели $SW1$ и $SW2$ устанавливаются в верхнее (при постоянном входном напряжении) или в среднее (при переменном входном напряжении) положение. Для измерения сопротивления включается преобразователь сопротивления в постоянное напряжение R/U_{-} (переключатели $SW1$ и $SW2$ установлены в нижнем положении, а переключатель $SW3$ разомкнут).

В режиме измерения тока используется внутренний шунт (точный резистор малого сопротивления $R_{ш}$). При этом переключатель $SW3$ замкнут и измеряемый ток, протекая по резистору $R_{ш}$, создает пропорциональное току падение напряжения. Если входной ток постоянный, то переключатели $SW1$ и $SW2$ устанавливаются в верхнее положение. Если же входной ток переменный, то переключатели $SW1$ и $SW2$ устанавливаются в среднее положение.

Структура ЦМ может содержать узел интерфейсной связи с внешними устройствами.

Как и многие другие ЦИП, современные ЦМ можно разделить на две группы (количественно и качественно сильно различающиеся):

- автономные — сравнительно простые, дешевые, малогабаритные и массовые приборы для экспресс-измерений;
- системные — сложные, прецизионные, или быстродействующие, дорогостоящие приборы, предназначенные для работы в составе различных измерительно-вычислительных систем и (или) систем управления.

В настоящее время в практике технических измерений наиболее распространены ЦМ первой группы — компактные (Hand-Held — удерживаемые в ладони) и миниатюрные (Pocket Size — карманного формата) мультиметры, которые очень хорошо отвечают требованиям, предъявляемым к переносным приборам для экспресс-измерений. Они имеют малые габаритные размеры и массу; обеспечивают возможность измерения нескольких различных величин в широких диапазонах их изменений; имеют вполне удовлетворительные точность и чувствительность. У этих приборов хорошие эксплуатационные характеристики, автономное питание, они надежны, удобны и просты в обращении. Большинство современных ЦМ обеспечивает автоматический выбор полярности и диапазона измерения.

Типичный набор измеряемых мультиметрами широкого применения величин включает постоянные и переменные напряжения, постоянные и переменные токи, сопротивление постоянно-му току. Диапазоны основных измеряемых величин таковы:

- напряжения (постоянного и переменного тока) — от долей милливольт до киловольт;

- токи (без внешних шунтов или трансформаторов токов) — от десятков миллиампер до десяти ампер;
- сопротивления — от долей ома до десятков мегаом.

Некоторые модели имеют дополнительные возможности, например, измерение температуры с помощью стандартных термпар; измерение электрической емкости; измерение частоты и скважности периодического сигнала; режим проверки полупроводниковых приборов; режим «прозвонки» цепей и др.

Классы точности разных моделей ЦМ (как и других ЦИП) в общем случае могут быть заданы по-разному. Как правило, используются предельные значения основных абсолютных и относительных погрешностей. Классы точности обычных ЦМ лежат в диапазоне от 0,1 до 5,0 % (в зависимости от возможностей, измеряемых параметров, диапазонов, стоимости прибора). Разрешающая способность R : от 1:200 до 1:20 000. Масса приборов: 100 г... 1 кг.

6.4. ОСОБЕННОСТИ ВЫБОРА ПРИБОРОВ

Грамотный выбор средства измерения (в частности измерительного прибора) из некоторого множества с различными характеристиками — важный вопрос, от правильного решения которого в значительной мере зависят достоверность результатов измерения (регистрации), эффективность работы специалистов-измерителей, общие затраты на проведение экспериментов.

6.4.1. Выбор приборов по метрологическим характеристикам

Если есть возможность выбрать один прибор из нескольких однотипных, подходящих по диапазонам измерений и основным эксплуатационным характеристикам, то, прежде всего, следует руководствоваться метрологическими характеристиками приборов. Возможна априорная оценка погрешностей результатов. Если примерное значение измеряемой величины известно, условия проведения эксперимента достаточно определены, то можно и нужно оценить (т. е. определить хотя бы приблизительно) априори (т. е. до проведения эксперимента) инструментальные ожидаемые погрешности всех сравниваемых приборов.

Существуют два подхода к оценке погрешностей результатов измерений: *детерминированный* и *вероятностный* (статистический). Первый подход проще, но дает в общем случае завышенную оценку погрешности, так как в нем рассматривается наихудший случай сочетания всех составляющих. Он иногда так и называется — метод наихудшего случая.

Рассмотрим детерминированный подход на примере выбора прибора для статического измерения действующего значения периодического напряжения электрической сети. Допустим, предполагаемый диапазон измеряемых действующих значений составляет 170...260 В. Номинальная частота измеряемого напряжения равна 50 Гц. Температура в эксперименте предполагается не выше +35 °С. Суммарная инструментальная относительная погрешность должна быть обеспечена на уровне не хуже 3...4 %.

Предположим, что в нашем распоряжении есть два цифровых мультиметра: ЦМ 1 и ЦМ 2. Их основные характеристики таковы.

ЦМ 1. Миниатюрный (Pocket-Size) простой и дешевый цифровой мультиметр с подходящим диапазоном измерений переменных напряжений 0...500 В. Класс точности прибора (предельное значение относительной погрешности δ_n во всем диапазоне рабочих температур 0...45 °С) определен как $\delta_n = \pm 5,0 \%$.

ЦМ 2. Цифровой компактный (Hand-Held) мультиметр с подходящим диапазоном измерения переменных напряжений 0...400 В. Класс точности прибора (предельное значение основной абсолютной погрешности Δ_n) на этом диапазоне:

$$\Delta_n = \pm(0,005X_k + 0,005X),$$

где X_k — верхнее значение диапазона измерения (в нашем случае $X_k = 400$ В); X — предполагаемое измеренное значение, в данном случае $X = 170...260$ В.

Дополнительная погрешность определена как половина основной на каждые 10 °С отклонения от номинальной температуры 20 °С в пределах изменения температуры окружающей среды от 0 до 50 °С.

Как видим, классы точности приборов заданы по-разному (графические зависимости значений абсолютных и относительных погрешностей от значения измеряемой величины X представлены на рис. 6.13 и 6.14). Поэтому для правильного сравнения метрологи-

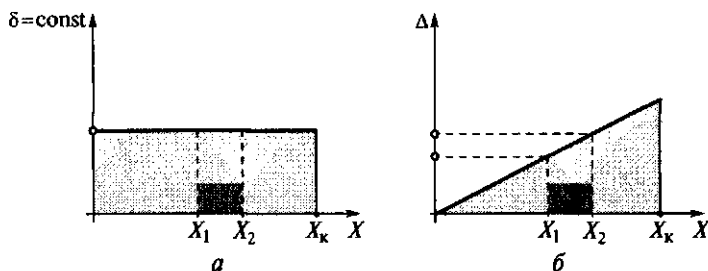


Рис. 6.13. Зависимость относительной (а) и абсолютной (б) погрешностей ЦМ 1 от значения измеряемой величины X

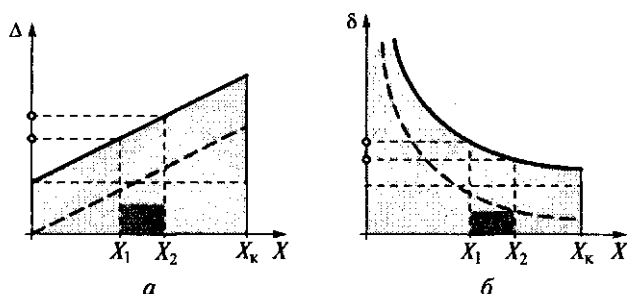


Рис. 6.14. Зависимость абсолютной (а) и относительной (б) погрешностей ЦМ 2 от значения измеряемой величины X

ческих возможностей необходимо привести погрешности приборов к единой форме.

Оценим количественно для обоих приборов значения абсолютных Δ и относительных δ инструментальных погрешностей предполагаемых результатов измерения напряжения обоими приборами, причем воспользуемся наиболее простым (детерминированным) подходом — методом наихудшего случая, т.е. определим максимально возможные значения погрешностей при заданных условиях.

ЦМ 1. Предельное значение суммарной (т.е. суммы основной и дополнительной составляющих) инструментальной абсолютной погрешности Δ_1 , В, для первого прибора:

$$\Delta_1 = \frac{\delta_n X}{100},$$

где X — измеряемое значение.

Большемому значению X ($X = 260$ В) соответствует бóльшая погрешность:

$$\Delta_1 = \frac{\pm 5 \cdot 260}{100} = \pm 13 \text{ В.}$$

Относительная погрешность δ_1 этого прибора постоянна во всем диапазоне измеряемых напряжений, известна и равна $\pm 5\%$.

ЦМ 2. Предельное значение основной абсолютной погрешности Δ_{20} , В:

$$\Delta_{20} = \pm(0,005X_k + 0,005X),$$

где X_k — верхнее значение диапазона измерения (в нашем случае $X_k = 400$ В); X — предполагаемое измеренное значение в нашем варианте — диапазон значений $X = 170 \dots 260$ В.

Меньшему значению измеряемого напряжения X соответствует погрешность $\Delta_{20,м}$:

$$\Delta_{20,м} = \pm(0,005 \cdot 400 + 0,005 \cdot 170) = \pm(2,0 + 0,85) = \pm 2,85 \text{ В.}$$

Большему значению X соответствует погрешность $\Delta_{20,6}$:

$$\Delta_{20,6} = \pm(0,005 \cdot 400 + 0,005 \cdot 260) = \pm(2,0 + 1,3) = \pm 3,3 \text{ В.}$$

Дополнительная абсолютная погрешность $\Delta_{2\Delta}$ определяется для границ диапазона возможных значений X так:

$$\Delta_{2\Delta,м} = \left[\frac{1}{2} \Delta_{20,м} (35 - 20) \right] / 10 = \left(\pm \frac{1}{2} 2,8 \cdot 15 \right) / 10 = \pm 2,1 \text{ В;}$$

$$\Delta_{2\Delta,6} = \left[\frac{1}{2} \Delta_{20,6} (35 - 20) \right] / 10 = \left(\pm \frac{1}{2} 3,3 \cdot 15 \right) / 10 = \pm 2,48 \text{ В.}$$

Суммарные инструментальные абсолютные погрешности $\Delta_{2м}$ (для меньшего значения X) и Δ_{26} (для большего значения X), равны:

$$\Delta_{2м} = \Delta_{20,м} + \Delta_{2\Delta,м} = \pm(2,8 + 2,1) \approx \pm 4,9 \text{ В;}$$

$$\Delta_{26} = \Delta_{20,6} + \Delta_{2\Delta,6} = \pm(3,3 + 2,48) = \pm 5,78 \approx \pm 5,8 \text{ В.}$$

Предельные значения суммарной относительной погрешности δ_2 для границ диапазона значений $X = (170 \dots 260) \text{ В}$ составляют, соответственно:

$$\delta_{2м} = \pm(4,9 : 170) 100 = \pm 2,88 \approx \pm 2,9 \text{ \%};$$

$$\delta_{26} = \pm(5,78 : 260) 100 = \pm 2,22 \approx \pm 2,2 \text{ \%}.$$

Найденные оценки предельных значений суммарных абсолютных Δ и относительных δ инструментальных погрешностей сведены в табл. 6.2.

Следует отметить, что реальные погрешности результатов измерений могут иметь любые конкретные значения, не превышающие рассчитанных предельных значений.

Таким образом, можно сделать следующий вывод. В данном примере для эксперимента следует выбрать второй прибор (прибор ЦМ 2), так как он отвечает всем поставленным требованиям, в том числе обеспечивает требуемое значение предельной относительной погрешности (2,9...2,2 % при требуемых 3...4 %) во всем диапазоне возможных значений измеряемого напряжения и температуры окружающей среды.

Таблица 6.2

Оценки (округленно) суммарных инструментальных погрешностей

Прибор	Δ , В	δ , %
ЦМ 1	± 13	$\pm 5,0$
ЦМ 2	$\pm 4,9 / \pm 5,8$	$\pm 2,9 / \pm 2,2$

6.4.2. Выбор диапазона измерения

От правильного выбора диапазона измерения в значительной мере зависят достоверность результатов измерения (регистрации) и эффективность работы в эксперименте. Выбор нужного диапазона может выполняться *вручную* (самим пользователем) или *автоматически*, благодаря логике работы прибора (микропроцессору). Если ничего не известно о возможном значении измеряемого параметра, необходимо, начиная измерять со старшего («грубого») диапазона, и, постепенно переходя на более чувствительный, искать подходящий. Всегда нужно стремиться выбрать такой диапазон, на котором показания индикатора содержат максимальное число значащих цифр.

Рассмотрим вопрос выбора диапазона измерения на примере статического измерения действующего значения силы переменного (периодического) тока многопредельным ЦМ. Действующее значение тока на интервале экспериментов считаем неизменным. Пренебрегая методическими погрешностями, погрешностями взаимодействия, субъективными погрешностями, оценим количественно абсолютные Δ и относительные δ инструментальные погрешности результатов измерения тока на всех диапазонах. При этом воспользуемся наиболее простым — детерминированным подходом (методом наихудшего случая), т.е. определим максимально возможные значения погрешностей при заданных условиях.

Допустим, имеем мультиметр с тремя диапазонами измерения переменного тока: первый диапазон 0... 10 А; второй 0... 1,0 А; третий 0... 100 мА. Длина шкалы прибора $L = 999$ точек (т.е. равна трем полным десятичным разрядам) на всех диапазонах. Предположим для простоты, что класс точности прибора на всех диапазонах одинаков и определяется предельным значением основной абсолютной погрешности:

$$\Delta_n = \pm(0,005X + 0,01X_k),$$

где X — измеренное значение (результат измерения); X_k — верхнее значение конкретного диапазона измерения.

Предположим также, что условия эксплуатации прибора в течение времени экспериментов нормальные, т.е. имеет место только основная инструментальная погрешность. (Если бы это было не так, то следовало бы оценить *дополнительную* погрешность и найти *суммарную* погрешность.)

Допустим, выполнено три эксперимента — измерены значения тока I_x в исследуемой цепи поочередно на каждом из трех диапазонов и получены следующие результаты (рис. 6.15):

0,06 А на диапазоне 0... 10 А;

0,062 А на втором диапазоне — 0... 1,0 А;

62,4 мА на третьем диапазоне — 0... 100 мА.

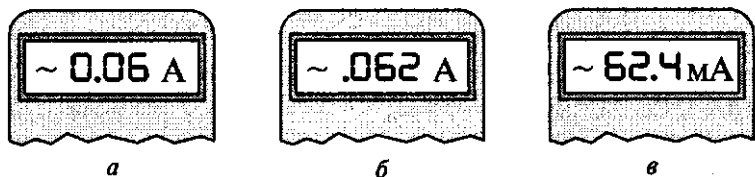


Рис. 6.15. Результаты измерений на трех диапазонах:

$a - 0 \dots 10 \text{ A}$; $б - 0 \dots 1,0 \text{ A}$; $в - 0 \dots 100 \text{ mA}$

Предельное значение основной абсолютной погрешности Δ_1 первого результата измерений может быть найдено по классу точности ЦМ:

$$\Delta_1 = \pm(0,005 \cdot 0,06 + 0,01 \cdot 10) = \pm 0,1003 \text{ A} \approx \pm 100 \text{ mA}.$$

Предельные значения основных абсолютных погрешностей Δ_2 , Δ_3 второго и третьего результатов измерений могут быть найдены соответственно:

$$\Delta_2 = \pm(0,005 \cdot 62 + 0,01 \cdot 1000) = \pm 10,31 \text{ mA} \approx \pm 10 \text{ mA};$$

$$\Delta_3 = \pm(0,005 \cdot 62,4 + 0,01 \cdot 100) = \pm 1,312 \text{ mA} \approx \pm 1,3 \text{ mA}.$$

Предельные значения соответствующих основных относительных погрешностей δ_1 , δ_2 , δ_3 на каждом из трех диапазонов равны, соответственно: $\delta_1 \approx \pm 167 \%$; $\delta_2 \approx \pm 6 \%$; $\delta_3 \approx \pm 2,1 \%$.

Очевидно, что в данном случае для измерения такого значения тока правильнее выбрать третий диапазон ($0 \dots 100 \text{ mA}$), так как он обеспечивает значительно меньшую погрешность, чем на втором и тем более на первом (почти в 80 раз) диапазонах.

Корректная запись окончательного результата измерения I_x в этом примере (для диапазона $0 \dots 100 \text{ mA}$) выглядит так:

$$I_x = 62,4 \text{ mA}; \Delta = \pm 1,3 \text{ mA} \text{ с вероятностью } p_{\text{дов}} = 1.$$

Строго говоря, необходимо учитывать и другие возможные составляющие общей погрешности результата, например, погрешность взаимодействия, которая может быть вызвана недостаточно малым входным сопротивлением ЦМ в режиме измерения тока.

Большинство современных моделей ЦМ имеют режимы как *ручного*, так и *автоматического выбора диапазона* (АВД) измерения (Autoranging DMM). Режим АВД позволяет оператору не заботиться о переключении диапазонов. Особенно это важно, когда о входном измеряемом параметре не известно ничего, или, если измеряемый параметр в процессе наблюдения может сильно меняться (например, в 2...5 раз). Помимо очевидного удобства работы и упрощения использования прибора, режим АВД обеспечивает получение результата с максимально достижимыми точностью и раз-

решающей способностью. Правда, АД, как правило, снижает быстроедействие прибора.

В простейшем варианте, при длине шкалы, равной целому числу десятичных разрядов, алгоритм АД таков. Работа прибора начинается с включения самого старшего (грубого) диапазона, на котором выполняется обычное аналого-цифровое преобразование. Затем контроллер (микропроцессор) прибора автоматически анализирует содержимое старшего десятичного разряда полученного результата. Если оно равно нулю, то включается ближайший младший (более чувствительный) диапазон и выполняется новое преобразование. И вновь контроллер определяет содержимое старшего разряда. Если, предположим, он опять равен нулю, то включается следующий младший (еще более чувствительный) диапазон. Таким образом, контроллер прибора с АД в этом алгоритме начиная со старшего диапазона автоматически перебирает поочередно несколько диапазонов (может быть все) и останавливается на том, где результат преобразования будет содержать значащие цифры во всех разрядах (или на самом младшем при входном сигнале малого уровня).

Если сигнал в процессе циклической работы будет заметно увеличиваться, так, что потребуются переход на соседний более старший диапазон, то это произойдет по сигналу перегрузки, который формируется при переполнении счетчика АЦП. Для обеспечения устойчивости работы прибора вблизи границ диапазонов в алгоритме работы предусмотрен обычно некоторый гистерезис (10...20 %) при переходах из одного диапазона в другой.

В качестве примера-аналогии рассмотрим рис. 6.15. В первом измерении (см. рис. 6.15, а) был получен результат «0.06 А», т.е. в самом старшем (левом) разряде результата — 0. После автоматического переключения на следующий младший (более чувствительный) диапазон получен новый результат — «.062 А» (см. рис. 6.15, б). И в этом случае в самом старшем (левом) разряде результата — 0. Лишь после следующего перехода к еще более чувствительному диапазону получается результат, в котором все цифры значащие: «62.4 мА» (см. рис. 6.15, в). И именно на этом диапазоне будут выполняться все следующие измерения, пока измеряемый параметр не изменится достаточно сильно.

В некоторых моделях ЦМ реализован более логичный алгоритм, при котором контроллер анализирует все разряды результата преобразования и сразу определяет, на какой диапазон следует переключить ЦМ.

Контрольные вопросы

1. Какой из четырех АЦП имеет самую большую длину шкалы L , если известны их разрядности: $n_1 = 11$ двоичных разрядов (бит); $n_2 = 3$ десятичных разрядов; $n_3 = 3\frac{1}{2}$ десятичных разрядов; $n_4 = 10$ бит?

2. В чем состоит основное преимущество интегрирующего цифрового вольтметра? А какой основной недостаток у ЦВ этого типа?

3. АЦП имеет диапазон измерения входных напряжений $0 \dots +5,12$ В. Разрядность АЦП $n = 10$ бит (двоичных разрядов). Определите вес кванта q (единицы младшего значащего разряда).

4. В паспорте на цифровой вольтметр записано: «Значение коэффициента подавления периодических помех частоты сети не менее 60 дБ». Во сколько раз будет ослабляться помеха?

5. Назовите основное преимущество и основной недостаток АЦП параллельного преобразования.

6. ЦЧ в режиме измерения частоты имеет значение интервала $T_0 = 100$ мс ± 1 мкс. Оцените возможные абсолютные и относительные значения аддитивной и мультипликативной погрешностей для входной частоты $f_x = 2$ МГц.

7. Класс точности ЦЧ в режиме измерения периода $\Delta = \pm(0,001 T_x + 0,001 T_k)$; диапазон измерения $T_x = 100$ мс. Найдите абсолютное и относительное значения суммарной погрешности для случая измерения периода $T_x = 35$ мс. Запишите результат измерения для доверительной вероятности $P_{\text{дов}} = 1$.

8. Известны характеристики двух ЦЧ в режимах измерения частоты: ЦЧ1 имеет интервал $T_{01} = 0,1$ с $\pm 0,001\%$; ЦЧ2 имеет интервал $T_{02} = 1,0$ с $\pm 0,002\%$. Выберите ЦЧ, обеспечивающий минимальную погрешность измерения частоты $f_x \approx 0,5$ МГц.

9. Выберите режим работы ЦЧ, обеспечивающий минимальную относительную погрешность измерения частоты $f_x \approx 20$ кГц. Характеристики ЦЧ: интервал в режиме измерения частоты: $T_0 = 0,1$ с $\pm 0,01\%$; тактовая частота в режиме измерения периода $F_0 = 10$ МГц $\pm 0,01\%$.

10. Выберите ЦЧ, обеспечивающий минимальную предельную погрешность измерения интервала $T_x \approx 0,01$ с. Характеристики частотомеров таковы: ЦЧ1 имеет тактовую частоту $F_{01} = 10$ МГц ± 100 Гц; ЦЧ2 имеет тактовую частоту $F_{02} = 1$ МГц ± 10 Гц. Запишите также предельные значения относительной и абсолютной погрешностей для выбранного ЦЧ.

ГЛАВА 7

ЦИФРОВАЯ РЕГИСТРАЦИЯ И АНАЛИЗ СИГНАЛОВ

7.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В практических задачах электрических измерений все чаще используются динамические модели процессов и объектов.

Автономные измерительные приборы (как аналоговые, так и цифровые), предназначенные для статических измерений (вольтметры, амперметры, ваттметры, термометры, манометры и т.д.), не позволяют осуществлять длительную автоматическую регистрацию сигналов, выполнять последующий обстоятельный анализ поведения исследуемых процессов и объектов, не дают возможности определять некоторые ключевые параметры модели процесса/объекта в динамике, достаточно полно и подробно оценивать особенности процесса или объекта.

Аналоговые регистраторы (самопишущие приборы, светолучевые осциллографы, магнитографы, запоминающие электронно-лучевые осциллографы) имеют ряд существенных недостатков: сравнительно невысокую точность, не всегда достаточное число входных каналов, невысокую надежность (вследствие наличия механических узлов или сложности устройства), значительные габаритные размеры и массу, создают серьезные трудности организации автоматизированной обработки результатов записи. Кроме того, их практически невозможно использовать в информационно-измерительных системах, системах автоматизированного управления.

Для решения задач динамических измерений, длительной автоматической регистрации в настоящее время широко применяются цифровые методы и средства. Все активнее используются малогабаритные измерительные цифровые регистраторы и анализаторы, микропроцессорные и компьютерные средства измерений и регистрации. Последующий цифровой анализ сигналов базируется именно на зарегистрированных массивах цифровых данных достаточно большого объема. Одно из важных преимуществ цифровых измерительных регистраторов — легкий и естественный переход от процедуры регистрации к процедуре автоматизированного цифрового анализа.

Современный уровень развития измерительной техники дает богатые возможности по организации сложных экспериментов.

Цифровые средства регистрации и анализа сигналов характеризуются довольно высокими значениями точности (погрешности 1,0...0,01 %), разрешающей способности (1 : 200... 1 : 65 000), стабильности преобразования, быстродействия, надежности; большими объемами памяти данных (100 Кбайт... 10 Мбайт); при этом используются разнообразные сложные алгоритмы обработки.

7.2. ЦИФРОВАЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ РЕГИСТРАЦИЯ

В основе многих современных средств динамических измерений лежат принципы цифровой измерительной регистрации. Класс средств цифровой измерительной регистрации представлен сегодня различными типами устройств: сравнительно простыми и «медленными» накопителями данных — логгерами (Data Logger); регистраторами быстропротекающих процессов (Transient Memory); цифровыми осциллографами (Digital Storage Oscilloscope — DSO); анализаторами сигналов во временной области (Digital Signal Analyzer, Time-Domain Analyzer); анализаторами сигналов в частотной области (Frequency-Domain Analyzer); разнообразными компьютерными измерительными устройствами (Computer-Based Instrumentation). Основные формы преобразования информации, положенные в основу всех этих средств, это аналого-цифровое преобразование входных сигналов, хранение, цифровой анализ и передача больших массивов цифровых эквивалентов.

Цифровые измерительные регистраторы не имеют недостатков, присущих аналоговым, и успешно используются в современной измерительной технике. В настоящее время в мире выпускается множество самых разнообразных автономных (малогабаритных) и специализированных (прецизионных или быстродействующих) регистраторов, компьютерных измерительных устройств для решения различных задач динамических измерений.

7.2.1. Устройство цифрового измерительного регистратора

Цифровые измерительные регистраторы (ЦИР) — это измерительные преобразователи (или измерительные приборы), специально предназначенные для динамических измерений и регистрации меняющихся электрических и неэлектрических величин в течение длительного интервала времени. Объем памяти данных в ЦИР значительно больше, чем в ЦИП для статических измерений. Кроме того, аналого-цифровой преобразователь ЦИР обычно гораздо более быстродействующий, чем в структуре обычного ЦИП.

На рис. 7.1 приведена упрощенная структура ЦИР.

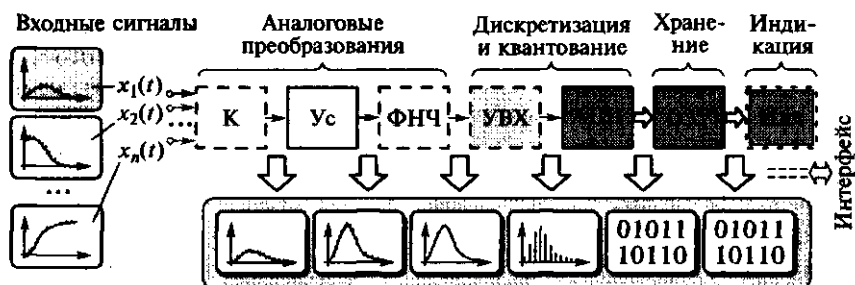


Рис. 7.1. Структура цифрового измерительного регистратора

Если ЦИР многоканальный, то на входе стоит коммутатор К, который последовательно (или по определенной программе) выбирает («опрашивает») исследуемые сигналы $x_1(t)$, $x_2(t)$, ..., $x_n(t)$ первичных измерительных преобразователей (датчиков). Далее выбранный сигнал подвергается аналоговым преобразованиям (в общем случае это могут быть масштабирование, т.е. усиление или деление сигнала, фильтрация, линеаризация). На схеме рис. 7.1, например, сигнал с выхода коммутатора К усиливается усилителем Ус и поступает далее на фильтр нижних частот ФНЧ, где подавляются высокочастотные помехи и шумы. Затем, с помощью устройства выборки/хранения УВХ происходит дискретизация сигнала (переход к дискретному времени) и квантование с помощью аналого-цифрового преобразователя АЦП. Последовательно получаемые в результате преобразования многочисленные результаты (коды) запоминаются и хранятся в оперативном запоминающем устройстве ОЗУ достаточно большой емкости. По окончании процедуры регистрации (или в процессе ее выполнения) эти данные могут быть выведены на индикатор Инд или переданы другим (внешним) устройствам по интерфейсу.

Узлы, отмеченные на рис. 7.1 пунктирной рамкой, могут отсутствовать в других вариантах структур ЦИР (контроллер на рис. 7.1 не показан).

Цифровые измерительные регистраторы уверенно вытесняют классические аналоговые средства динамических измерений/регистрации. Сегодня они широко применяются в задачах мониторинга (длительного наблюдения) параметров технологических процессов, окружающей среды; при различных энергетических обследованиях.

7.2.2. Дискретизация, квантование и восстановление сигнала

Термины «дискретизация» и «квантование» — по существу синонимы, но так сложилось (и это общепринято), что используются они по-разному. Термин «дискретизация» применяется обычно для

обозначения процедуры замены непрерывного аргумента (текущего времени) ограниченной последовательностью мгновенных значений, т.е. перехода к дискретному времени. Термин «*квантование*» означает замену бесконечного множества значений непрерывной функции (уровня сигнала) конечными значениями из ограниченного множества цифровых эквивалентов. Дискретизация и квантование реализуют аналого-цифровое преобразование, которое является основой цифровой измерительной регистрации и имеет своей целью и результатом представление фрагмента непрерывного во времени и по уровню входного сигнала конечным числом цифровых эквивалентов (кодов).

По разным причинам обработка поступающих от АЦП цифровых данных не всегда выполняется в реальном времени (в темпе поступления исходных данных), поэтому необходимо промежуточное запоминание и хранение массива кодов в некотором запоминающем устройстве. Такая последовательность процедур дискретизации и квантования входного сигнала, запоминания и хранения кодов и является *цифровой регистрацией*. А поскольку в измерительных экспериментах требуется вполне определенная достоверность всех преобразований, то необходимо знание метрологических характеристик основных элементов структуры и всего устройства. В этом смысле речь идет о *цифровой измерительной регистрации*.

В результате процедур дискретизации и квантования фрагмент непрерывного (во времени и по уровню) входного сигнала $x(t)$ трансформируется в массив цифровых эквивалентов (кодов N_i), соответствующих дискретным отсчетам в моменты времени $t_0, t_1, t_2, t_3, \dots$, взятые с шагом дискретизации T_d (рис. 7.2).

Шаг дискретизации и интервал регистрации. Конкретная форма выполнения дискретизации определяется характером сигнала, его спектральным составом, требуемой точностью последующего цифрового преобразования и/или восстановления в аналоговую фор-

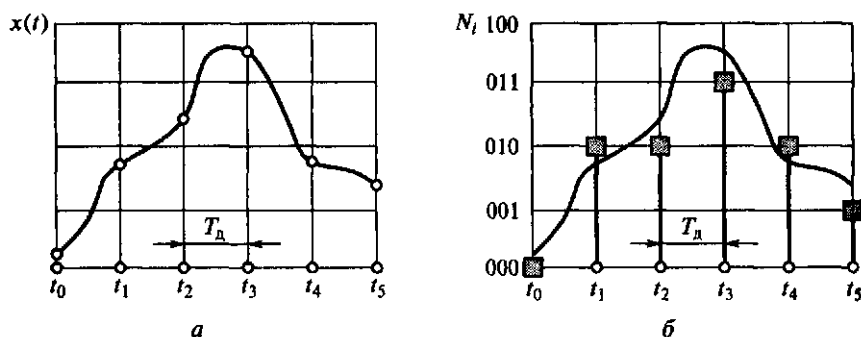


Рис. 7.2. Дискретизация (а) и квантование (б) сигнала

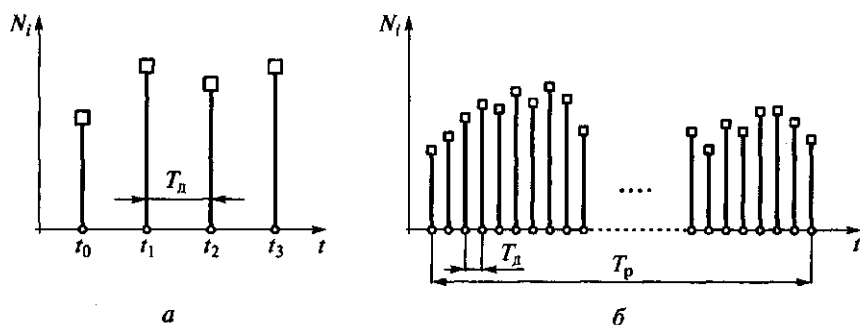


Рис. 7.3. Иллюстрация понятия шага дискретизации (а) и интервала регистрации (б)

му, задачами и алгоритмами последующей цифровой обработки информации, представления и др. Наиболее простой вид дискретизации — *равномерная дискретизация*, при которой промежуток времени между соседними отсчетами (шаг дискретизации T_d) постоянный в течение интервала регистрации T_p . Равномерная дискретизация является в технической реализации наиболее простой, поэтому и применяется в большинстве случаев.

В некоторых случаях используется и *неравномерная дискретизация*, в которой шаг дискретизации в процессе регистрации не постоянен, а определяется особенностями сигнала (например, скоростью изменения сигнала, т.е. текущим значением производной сигнала).

Рис. 7.3 иллюстрирует понятия шага дискретизации T_d (промежутка времени между соседними отсчетами — результатами аналого-цифрового преобразования) и интервала регистрации T_p (общего времени записи).

Поскольку значение шага T_d перед экспериментом может задаваться (программироваться пользователем) в некотором диапазоне, то возникает вопрос выбора конкретного значения шага T_d (или частоты $F_d = 1/T_d$) дискретизации. Этот вопрос является достаточно важным. Чем меньше шаг T_d (или, что то же, чем больше частота F_d), тем лучше с точки зрения последующей обработки и восстановления сигнала. Но, с другой стороны, высокая частота дискретизации означает высокую скорость заполнения памяти регистратора, объем которой ограничен. Для каждого отдельного эксперимента значение частоты F_d определяется максимально возможной скоростью изменения входного сигнала; способом дальнейшего использования цифровой информации; алгоритмом обработки данных; целями и задачами восстановления входного сигнала по его цифровым эквивалентам; спецификой представления графической информации; требуемой окончательной погрешностью; объемом памяти.

В практике электрических измерений есть задачи, где требуется высокая частота дискретизации F_d входных сигналов (высокое быстродействие АЦП). Например, при анализе спектрального состава электрического сигнала напряжения сети может потребоваться частота дискретизации $F_d = (100 \dots 200)$ кГц (шаг дискретизации T_d должен составлять, соответственно, $10 \dots 5$ мкс). В то же время есть задачи, где достаточны сравнительно низкие частоты дискретизации (т.е. допустимы большие значения шага T_d дискретизации). Практически все тепловые процессы — это медленно меняющиеся процессы, при изучении которых возможна низкая частота дискретизации F_d . Например, для исследования характера изменения температуры в помещении в течение трех суток (т.е. общая продолжительность записи — интервал регистрации $T_p = 72$ ч) цифровым регистратором шаг дискретизации T_d может быть выбран равным 15 мин. Это означает, что по окончании записи будет зарегистрировано (сохранено в памяти) общее число отсчетов (результатов) $N = 72 \cdot 60 / 15 = 288$. В некоторых случаях может оказаться достаточно информативным даже шаг дискретизации $T_d = 1$ ч.

Восстановление и представление сигналов. Представление цифровых данных о зарегистрированном входном аналоговом сигнале $x(t)$ (рис. 7.4, а) в графической форме возможно по-разному (рис. 7.4, б...г). Оно определяется требованиями задачи эксперимента, квалификацией оператора, возможностями аппаратуры и др.

Восстановление может происходить в самом регистраторе/анализаторе или в компьютере, который выполняет обработку и представление зарегистрированных данных. Наиболее простым и не требующим дополнительных затрат является так называемое *точечное* представление (рис. 7.4, б), применяемое в основном в цифровых осциллографах и анализаторах с матричными индикаторами и принтерами. Основанный на способности человеческого глаза сглаживать последовательность множества точек при небольших расстояниях между ними, этот способ дает удовлетворительное качество изображения уже при разрешающей способности экрана $1,5 \dots 2$ точки/мм.

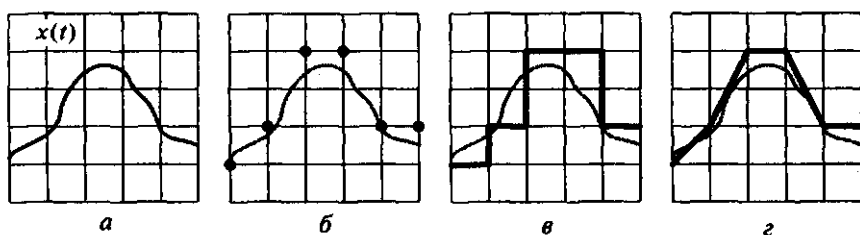


Рис. 7.4. Способы восстановления и представления сигнала:

а — входной сигнал; б — точечное представление; в — ступенчатая аппроксимация; г — линейная интерполяция

Несколько сложнее реализуется *ступенчатая аппроксимация* (см. рис. 7.4, в), однако при невысоких разрешающих способностях АЦП по времени и амплитуде может создаваться искаженное представление о входном сигнале. Между тем, это наиболее распространенный способ восстановления и представления зарегистрированных сигналов.

В некоторых случаях применяется способ *линейной (векторной) интерполяции* (восстановление формы сигнала отрезками прямых линий), требующий, правда, определенных затрат на формирование отрезков (векторов), но дающий более гладкую кривую (см. рис. 7.4, г).

В любом случае, чем выше частота дискретизации в процессе регистрации и чем больше разрядность аналого-цифрового преобразования, тем точнее впоследствии может быть восстановлен сигнал по массиву зарегистрированных цифровых данных.

7.2.3. Задание интервала регистрации

Наряду с выбором шага дискретизации T_d не менее серьезным является и вопрос определения необходимой (и/или возможной) длительности и выбора способа задания интервала регистрации T_p . Правильная организация задания моментов начала и окончания интервала регистрации T_p — важная составная часть подготовки эксперимента по измерительной регистрации.

Запуск в цифровых регистраторах. Запуск (Trigger) означает процедуру автоматического определения момента начала интервала регистрации по некоторым критериям (условиям), заданным оператором. В средствах цифровой измерительной регистрации применяются различные способы (режимы) запуска. Существует деление возможных режимов запуска на две группы: внутреннего и внешнего запуска.

Внутренний запуск в свою очередь делится на запуск по заданному моменту времени; запуск по некоторым параметрам входного сигнала (например, по уровню или по скорости изменения) и комбинированный запуск. Самый простой и понятный из них — запуск по заданному астрономическому времени, который возможен благодаря внутреннему энергонезависимому таймеру регистратора. При этом поведение входного сигнала не имеет значения. В заранее запрограммированный оператором день и час (допустим: «Старт: 29.09.03 в 06:30:00») автоматически начинается процесс регистрации сигнала.

Цифровой запуск (Digital Trigger) по уровню подобен классическому запуску развертки аналогового (электронно-лучевого) осциллографа. Разница только в том, что в данном случае происходит сравнение цифровых кодов (а не аналоговых уровней). Задание уровня может быть реализовано в единицах конкретной изме-

ряемой физической величины (например, в вольтах), в процентах диапазона измерения, иногда — в значениях кода.

В ряде случаев удобны режимы запуска по некоторым другим параметрам исследуемого сигнала, например, по значению его

первой производной $\frac{dx}{dt}$ (т.е. скорости его изменения). Например,

момент начала регистрации определяется условием « $\frac{dx}{dt} \geq 1$ В/мин», т.е. превышением скорости изменения входного напряжения значения 1 В/мин.

Возможны также режимы запуска, в которых используются комбинации нескольких условий (признаков) запуска. Например, запись начинается при одновременном выполнении таких условий: астрономическое время — не ранее 12:00; значение амплитуды сигнала — положительное; производная сигнала — отрицательная и превышает по модулю значение 100 мВ/мин.

Режим *внешнего запуска* (External Trigger) реализуется поступлением на специальный вход регистратора сигнала на начало регистрации извне (от внешних источников, от оператора, от других устройств/приборов). При этом поведение входного исследуемого сигнала не имеет значения. Иногда такой режим называется запуском по некоторому событию (Event Trigger). Этот внешний сигнал обычно является унифицированным сигналом, например, имеющим уровень транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ — TTL). Такой режим аналогичен режиму внешнего запуска обычного осциллографа.

Цифровой запуск по уровню. Внутренний запуск по заданному уровню в цифровых регистраторах/анализаторах имеет ряд особенностей. Цифровой запуск начала регистрации реализуется обычно таким образом (рис. 7.5).

Допустим, требуется начать запись при выполнении следующего условия: уровень входного сигнала таков, что соответствующий ему код превышает заданное значение кода запуска $N_{\text{зап}}$ (например, 70 % верхней границы установленного диапазона измерения N_{max}). Оператор задает значение кода $N_{\text{зап}} = 0,7N_{\text{max}}$, превышение которого и должно определить момент запуска.

Аналого-цифровой преобразователь регистратора работает постоянно в заданном темпе (т.е. с заданным шагом дискретизации T_d), но результаты преобразования не заносятся в ОЗУ. На каждом новом шаге T_d вновь полученный код (отсчет, результат преобразования) сравнивается с установленным кодом запуска $N_{\text{зап}}$ посредством цифрового сравнивающего устройства (компаратора кодов).

Если заданное условие $N(t_{i+1}) \geq N_{\text{зап}}$ наконец выполнилось (т.е. поступил код, равный или превышающий $N_{\text{зап}}$), то компаратор

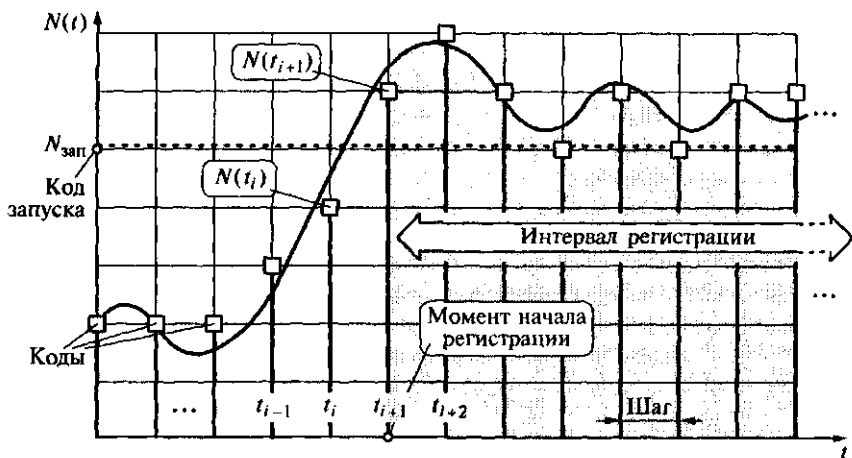


Рис. 7.5. Цифровой запуск по уровню

кодов формирует сигнал начала регистрации. И после этого все вновь поступающие от АЦП коды (отсчеты) запоминаются в памяти регистратора.

Интервал регистрации и объем памяти. Количество отсчетов (отдельных результатов аналого-цифрового преобразования, слов), которые запоминаются в памяти регистратора, определяется отношением T_p/T_d . Этим же отношением, естественно, определяется и объем памяти V (в отсчетах), которую займет массив зарегистрированных данных по окончании записи. Окончание интервала регистрации T_p (как и его начало) также может быть организовано по-разному. Понятный способ — задание астрономического времени окончания записи. Правда, при этом необходимо всякий раз убеждаться в том, что соотношение заданных общей длительности интервала регистрации T_p и шага T_d дискретизации не противоречит возможностям (максимальному объему V_m) памяти регистратора. В противном случае неизбежны потери информации.

Максимально возможное время регистрации (максимальная длительность интервала регистрации T_p) определяется простым соотношением $T_p = T_d V_m$, где V_m — максимальный объем памяти данных в отсчетах, словах (а не в байтах, так как один отсчет часто не равен байту, а больше). Например, при объеме памяти данных $V_m = 1000$ отсчетов (слов) и заданном шаге дискретизации T_d , равном 1 мин, невозможна суточная запись (т.е. $T_p = 24$ ч) исследуемого процесса, так как память будет вся заполнена уже примерно через 16 ч. При этом финальная часть процесса, естественно, не будет зарегистрирована.

Рис. 7.6 иллюстрирует взаимосвязь частоты дискретизации ($F_d = 1/T_d$), интервала регистрации T_p и объема памяти V при различ-

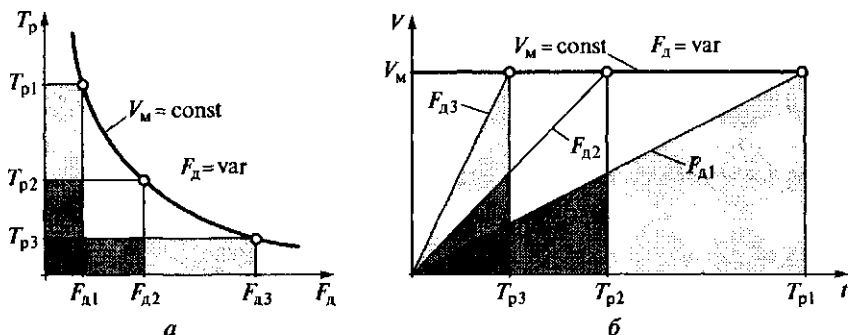


Рис. 7.6. Связь значений частоты дискретизации, интервала регистрации (а) и объема памяти (б)

ных значениях этих параметров. На рис. 7.6, а показана обратно пропорциональная зависимость возможных значений интервала регистрации T_p от значений частоты дискретизации F_d при постоянном максимальном объеме памяти V_m . На рис. 7.6, б показаны варианты разной скорости заполнения полного объема памяти (V_m) при различных возможных значениях частоты дискретизации F_d ($F_{d1} < F_{d2} < F_{d3}$).

Если значение шага дискретизации T_d (или частоты дискретизации F_d) уже определено по каким-то критериям (например, исходя из максимальной скорости изменения исследуемого процесса), объем памяти регистратора V_m известен, то определить максимально возможное время регистрации T_p можно, используя простые соотношения:

$$T_p = V_m T_d = V_m / F_d.$$

Отметим, что совсем необязательно стремиться заполнить всю память регистратора, если для задач эксперимента достаточно только некоторой ее части.

Предзапуск и послезапуск. Предзапуск (Pretrigger) — важная и полезная особенность, присущая только цифровым регистраторам, осциллографам, анализаторам и принципиально не реализуемая в аналоговых регистраторах. Предзапуск означает предпусковую регистрацию, обеспечивающую возможность записи в память и исследования фрагмента сигнала, предшествовавшего моменту запуска. Этот режим позволяет записать предысторию интересующего фрагмента, уверенно зафиксировать начало и понять причины появления, например, аварийной ситуации.

Реализация режима предзапуска возможна благодаря непрерывному приему и хранению в оперативном запоминающем устройстве (ОЗУ) регистратора достаточно большого массива цифровых данных о сигнале. Запись при этом организована так, как показано на рис. 7.7.

Оперативное запоминающее устройство здесь играет роль регистра сдвига объемом m слов (отсчетов), например, $m = 512$. Каждое вновь поступившее от АЦП значение очередного цифрового эквивалента (отсчета) записывается в ОЗУ. При этом все предыдущие записанные отсчеты сдвигаются на один номер, а самый ранний (старый) из хранимых отсчетов N_1 исчезает (как бы «выталкивается»). Таким образом, в этом регистре сдвига информация, постоянно обновляясь, содержит m последних («свежих») отсчетов.

Так может продолжаться до тех пор, пока не выполняются условия запуска (например, заданное превышение уровня запуска). Компаратор кодов сравнивает поступающие от АЦП текущие результаты (коды) с заданным оператором кодом запуска $N_{\text{зап}}$. Если вновь пришедший отсчет N_{m+1} удовлетворяет условию запуска (например, N_{m+1} больше $N_{\text{зап}}$), то множество всех предыдущих (предшествовавших этому новому N_{m+1}) отсчетов, лежащих в памяти, как раз и представляет предысторию развития регистрируемого процесса, что означает запись до момента запуска. Если остановить процесс записи не сразу, а с некоторой задержкой, то можно получать различные соотношения длительностей зарегистрированных фрагментов до и после момента запуска. Таким образом, требуемую глубину предзапуска можно менять. В зависимости от установленного оператором кода глубины предзапуска компаратор выдает с той или иной задержкой сигнал на прекращение записи в ОЗУ.

Числовое выражение глубины предзапуска (предыстории) показывает значение сдвига (отрицательного во времени) выбранного фрагмента по отношению к моменту запуска (рис. 7.8).

Обычно глубина предзапуска задается в процентах объема ОЗУ или в процентах части объема ОЗУ, соответствующей одному экранному изображению (для цифровых осциллографов/анализаторов). Глубина предзапуска может задаваться и в абсолютных интервалах времени. Например — 100%-ный предзапуск означает, что

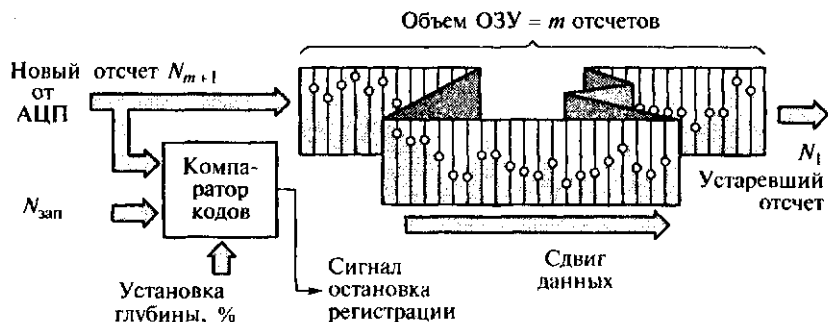


Рис. 7.7. Организация предзапуска

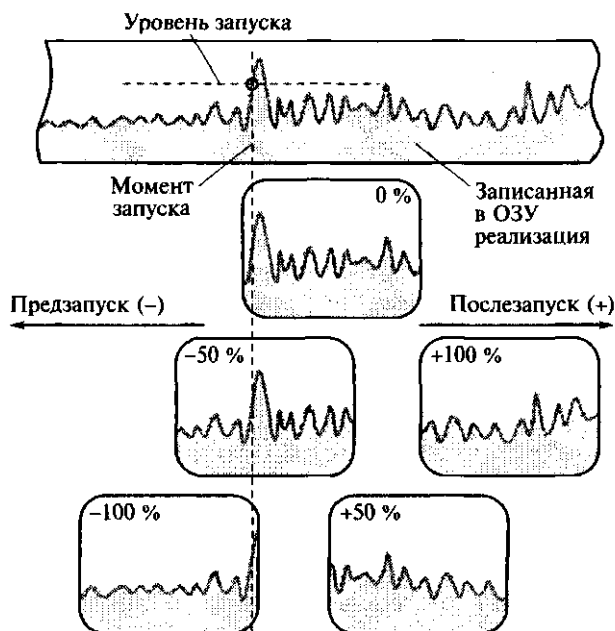


Рис. 7.8. Иллюстрация понятия глубины предзапуска и послезапуска

будет зафиксирован фрагмент предыстории сигнала (объемом, соответствующим полному объему памяти или целому экранному изображению) вплоть до момента запуска (см. рис. 7.8). Максимальная глубина этой предыстории определяется объемом ОЗУ (m отсчетов).

Понятие послезапуска означает запись фрагмента сигнала, задержанного по отношению к моменту запуска на заданный интервал, выражаемый количественно так же, как и в случае предзапуска (см. рис. 7.8). Это также полезный режим, который позволяет в ряде экспериментов «экономить» объем памяти, если известны особенности поведения сигнала и интересующий нас фрагмент закономерно задержан по отношению к моменту запуска.

7.3. ЦИФРОВОЙ АНАЛИЗ СИГНАЛОВ

Под *анализом* следует понимать любое преобразование исходных данных в целях получения новой информации.

Широкое распространение динамических моделей объектов исследования привело к резкому увеличению потоков информации, что в свою очередь потребовало автоматизированной обработки. В настоящее время достаточно высокопроизводительная обработка (анализ) сигналов возможна только цифровыми метода-

ми и средствами. Объективными предпосылками развития и широкого применения цифрового анализа послужили успехи микроэлектроники, в частности в деле создания и распространения микропроцессорной и компьютерной техники и идеологии.

Методы и средства анализа все шире используют персональный компьютер в качестве одного из основных элементов измерительно-вычислительных комплексов.

7.3.1. Области анализа

Зарегистрированные массивы данных могут быть подвергнуты разнообразному цифровому анализу — обработке (с помощью внутреннего микропроцессора прибора и/или внешнего персонального компьютера). В практике электрических измерений используется несколько различных форм представления обработанных данных. Обычно определяют три основные области обработки (анализа) сигналов, которые различаются представлением выходной информации, т.е. результатов анализа:

- *временная (Time-Domain Analysis)*, где массивы и входных, и выходных данных представлены функцией времени;
- *частотная (спектральная, Frequency-Domain Analysis)*, где массив выходных данных есть функция частоты;
- *амплитудная (Amplitude-Domain Analysis)*, где массив выходных данных есть функция уровня (амплитуды) сигнала.

Рис. 7.9 иллюстрирует существо каждой из трех указанных областей на примерах сигналов простых форм: синусоидального сигнала и сигналов треугольной и прямоугольной форм.

Первые две области широко распространены и реализованы в многочисленных автономных и компьютерных цифровых анализаторах. Анализ во временной области позволяет извлечь из массива входных зарегистрированных данных дополнительную информацию и представить ее функцией времени. Анализ в частотной (спектральной) области подразумевает переход от привычного временного представления сигнала (сигнал — функция времени) к частотному представлению (сигнал — функция частоты). Эта область анализа основана на использовании известного преобразования Фурье, связывающего временное и частотное представления сигнала. В современных средствах анализа используется алгоритм дискретного преобразования Фурье (ДПФ), посредством которого массив дискретных отсчетов сигнала (временная область) преобразуется в дискретный спектр. Конкретные устройства сегодня реализуют, как правило, разновидность ДПФ — алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ), который обеспечивает более высокое быстродействие.

Спектральное представление используется в различных задачах. Довольно часто требуется определять гармонический состав (т.е.

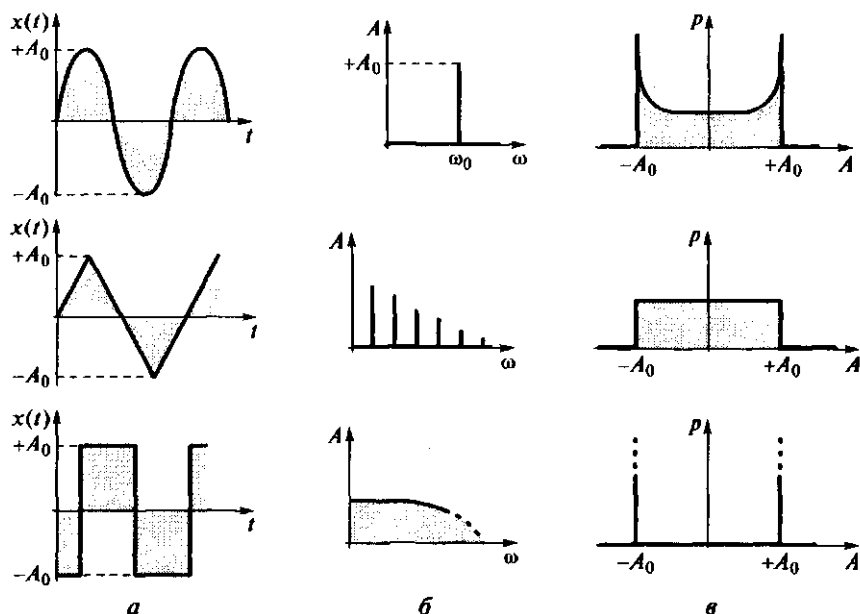


Рис. 7.9. Примеры представления сигналов в различных областях:
 a — во временной области; $б$ — в частотной области; $в$ — в амплитудной области

спектр) сигналов в электроэнергетических установках, в цепях мощных потребителей. Типичная задача современной практики — определение (по результатам регистрации сигнала электрического тока) значений мощности определенных гармоник.

Анализ в амплитудной области дает возможность найти вероятность попадания значений входного сигнала в заданные диапазоны, оценить времена нахождения сигнала «в зоне» (или «вне зоны»). Эта область представления сравнительно мало распространена. В результате такого анализа массива кодов входного сигнала строится гистограмма распределения уровня (мгновенных значений амплитуд) исследуемого сигнала, из которой можно извлечь дополнительную полезную информацию. Подобные гистограммы часто используются в статистических исследованиях процессов (особенно случайных) и объектов.

7.3.2. Анализ во временной области

Анализ во временной области дает возможность найти как параметры, так и функциональные зависимости входного сигнала, представленного функцией времени. Первое направление называется параметрическим анализом, второе, соответственно, функциональным.

В первом случае реализуются алгоритмы вычисления различных параметров (отдельных значений) входного массива данных, например, определение максимального, минимального, среднего, среднего выпрямленного, среднего квадратического значений на заданных интервалах. Примером параметрического анализа может также служить алгоритм нахождения оценки математического ожидания (среднего значения) по массиву цифровых эквивалентов мгновенных значений случайного сигнала.

Второе направление (функциональный анализ) позволяет получать на основе входных (исходных) массивов данных различные функциональные зависимости, например, вычислять функцию произведения двух исходных массивов напряжения и тока при определении кривой мгновенной мощности.

Автоматические измерения параметров. На основе анализа массива зарегистрированных цифровых данных довольно легко реализуются автоматические измерения параметров входных сигналов, поскольку цифровые эквиваленты мгновенных значений уже лежат готовыми кодами в памяти прибора. При этом на дисплее анализатора (или на мониторе персонального компьютера) помимо графического образа сигнала можно наблюдать числовые характеристики (параметры). С помощью курсоров (вспомогательных линий на экранном изображении, положением которых управляет оператор) можно вызвать соответствующие числовые значения параметров. Можно также измерять разницу выделенных курсорами точек по уровню и времени (рис. 7.10). И, конечно же, достаточно просто измерить период T и частоту f повторяющихся периодических сигналов, длительности фронта Δt и среза импульсов, разницу амплитуд ΔU и т.п.

Достоверность результатов таких измерений обычно довольно высока, так как определяется погрешностью аналого-цифрового канала прибора. Типичные значения предельных относительных погрешностей равны $\pm(0,1 \dots 1,0) \%$.

Изменение масштабов изображения. Интересной и полезной особенностью цифровых анализаторов и осциллографов, не реализуемой в аналоговых регистраторах и анализаторах, является возможность растяжки (Zoom) изображения уже зарегистрированного сигнала (в том числе однократного) по одной или обоим осям (рис. 7.11).

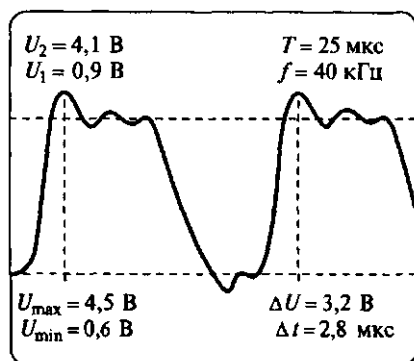


Рис. 7.10. Автоматические измерения и индикация параметров сигнала

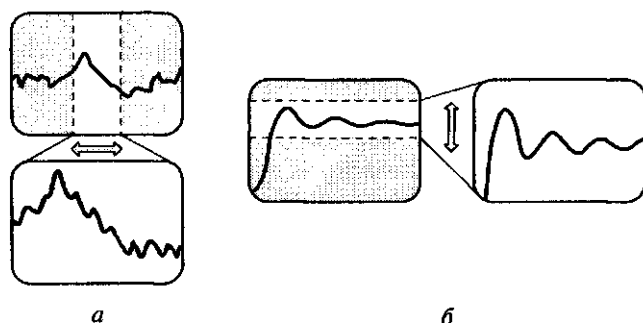


Рис. 7.11. Режимы изменения масштабов изображения по осям X (а) и Y (б)

Установив курсор (или пару курсоров) на интересующий фрагмент сигнала и совмещая режимы растяжки по осям и сдвигам, можно представить информативный участок изображения в требуемом масштабе. На рис. 7.11, а показан режим увеличения масштаба по оси X (оси времени), а на рис. 7.11, б — режим растяжки по оси Y .

Просмотр изображения. Кроме рассмотренных режимов, обычно имеется режим просмотра («прокрутки» — Scrolling Mode) длинной записи процесса с помощью окна обычного размера экранного изображения (рис. 7.12, а). Этот режим очень удобен при поиске информативных фрагментов на длительных (многочасовых или многодневных) записях.

Если объем памяти данных гораздо больше объема одного экранного изображения (например, такие значения, соответственно, 1 Мслов и 256 слов), то вся запись представима 4000 «экранами». При этом просмотр всей диаграммы представляет определенную проблему, которая решается в современных анализаторах либо плавным скольжением, либо дискретным перемещением окна.

Аналогичная возможность предусмотрена в некоторых сложных моделях и для просмотра изображения вдоль оси y (рис. 7.12, б).

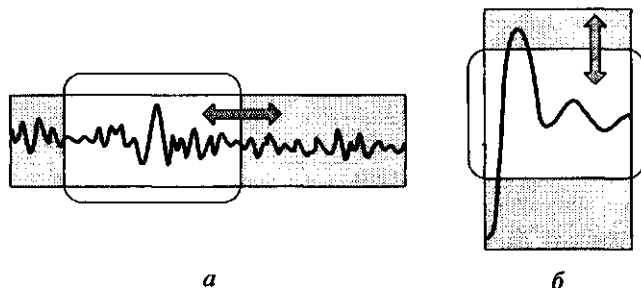


Рис. 7.12. Режим просмотра:
а — во времени; б — по уровню

Сглаживание функций. Рассмотрим возможности анализаторов по функциональному анализу на примере режима цифрового сглаживания (Digital Smoothing Mode) кривой исследуемого процесса. Процедура основана на цифровом усреднении (Digital Averaging) результатов аналого-цифрового преобразования. Этот режим позволяет успешно бороться с нежелательными шумовыми процессами (высокочастотными периодическими и случайными помехами). Кроме того, он позволяет избавиться не только от высокочастотных посторонних шумов, наложенных на исследуемый процесс, но и от неинтересных (для конкретного интервала регистрации) быстрых изменений исследуемого сигнала.

Рассмотрим действие этого режима для случая повторяющихся (в частности, периодических) сигналов. При повторяющемся сигнале усредняются синхронные (соответствующие одинаковым условиям запуска) реализации (фрагменты одинаковой длительности) исследуемого процесса. На рис. 7.13 показан периодический сигнал $x(t)$. При заданном уровне (коде) запуска $N_{\text{зап}}$ выделяются поочередно массивы кодов нескольких периодов сигнала (например, восьми) $T1 \dots T8$.

Если поочередно усреднить (сложить и разделить на 8) коды, соответствующие одним и тем же фазам сигнала в каждом из восьми периодов, то сформируется новый массив, состоящий из усредненных значений кодов в каждой фазе. Поскольку значения высокочастотных шумов случайны в каждом отсчете каждого периода, а значения полезного сигнала не случайны, то форма усредненного сигнала будет более гладкой. На рис. 7.14 показаны изображения сглаженных таким образом кривых, соответствующие различным объемам выборки (разному числу усредненных M периодов).

Очевидно, что чем больше объем выборки M , тем меньше влияние шумов. Однако не следует злоупотреблять большими объемами выборки, поскольку в этом случае будет иметь место не только хорошее сглаживание шумов, но и заметное сглаживание изменений полезного сигнала (динамическая погрешность). Чем выше скорость изменения сигнала, тем больше динамическая погреш-

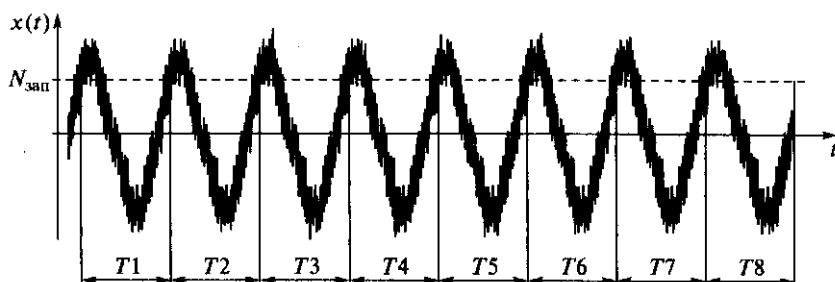


Рис. 7.13. Зашумленный входной сигнал

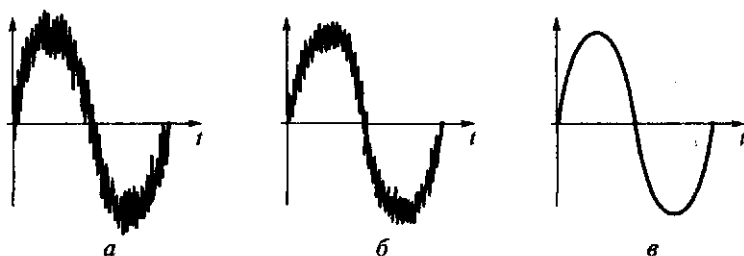


Рис. 7.14. Сглаживание при различных значениях M :

a — $M = 1$; $б$ — $M = 8$; $в$ — $M = 64$

ность. Надо помнить, что применение режима сглаживания эквивалентно использованию фильтра нижних частот. При этом увеличение объема выборки M соответствует увеличению инерционности регистратора/анализатора.

Выбирая конкретный объем выборки синхронного цифрового усреднения (в зависимости от соотношения уровней сигнала и шума, их спектрального состава, требуемых метрологических характеристик, итогового быстродействия), можно достичь приемлемого подавления шума, не увеличивая значительно инерционности анализа.

Реализация процедур анализа. С точки зрения технической реализации методы и средства цифрового анализа делятся на аппаратные, программные и комбинированные. Применение тех или иных решений определяется темпом поступления входной информации (полосой частот исследуемого сигнала, точнее соотношением верхней частоты спектра сигнала и частоты дискретизации АЦП), требованиями по скорости обработки, доступными средствами и т.д.

При сравнительно невысоких частотах входного сигнала (до 1...10 кГц) целесообразна *программная* обработка, например использование возможностей универсального (персонального) компьютера. В этом случае можно прямо использовать большие объемы памяти компьютера для записи отсчетов исследуемого процесса (может быть в режиме прямого доступа к памяти, Direct Memory Access — DMA); значительную вычислительную мощность и разнообразие возможных форм представления графической и знаковой входной информации и результатов анализа; различные стандарты передачи данных.

В случае небольших объемов, низкого темпа поступления информации, несложных требуемых алгоритмов обработки возможен анализ данных с помощью внутреннего микропроцессора (или микропроцессоров) анализатора. При более высокочастотных процессах или при необходимости выполнения громоздких вычислительных процедур анализа используются буферные запоминающие

устройства (ЗУ), осуществляющие вспомогательную регистрацию входных данных (и/или промежуточных результатов). В этом случае объем и быстродействие ЗУ определяют возможности всего комплекса.

Аппаратная обработка, основанная на применении специализированных процессоров сигналов (Digital Signal Processor — DSP), обеспечивает значительно более высокое быстродействие. Скорость выполнения преобразований при этом может быть увеличена на 2...3 порядка.

Комбинированные (аппаратно-программные) решения зачастую позволяют получить оптимальную конфигурацию комплекса для экспериментов с широкополосными сигналами и/или при большом числе регистрируемых сигналов.

Режим реального времени. Существует отдельный класс задач, в которых требуется получение результатов анализа в темпе поступления входных данных, в так называемом режиме реального времени (On-Line Mode). Это, например, случаи, где важно не допустить потери информации на протяжении всего эксперимента по регистрации и анализу, или случаи управления реальными процессами и объектами, где важно обеспечить оперативную реакцию на изменения входных сигналов.

Существуют два понимания (толкования) режима реального времени (РРВ). Первое толкование РРВ — *строгий («жесткий»)* — означает получение нового окончательного результата обработки до прихода очередного отсчета (цифрового эквивалента мгновенного значения) исследуемого сигнала (рис. 7.15).

В этом случае темп обработки должен соответствовать темпу поступления данных от АЦП и, следовательно, при высокочастотных входных процессах может потребоваться применение средств быстрой аппаратной обработки. Если время, требуемое на обработку (анализ) данных одной реализации (например, T_1), не превосходит длительности одного шага дискретизации T_d , то это отвечает пониманию жесткого РРВ.

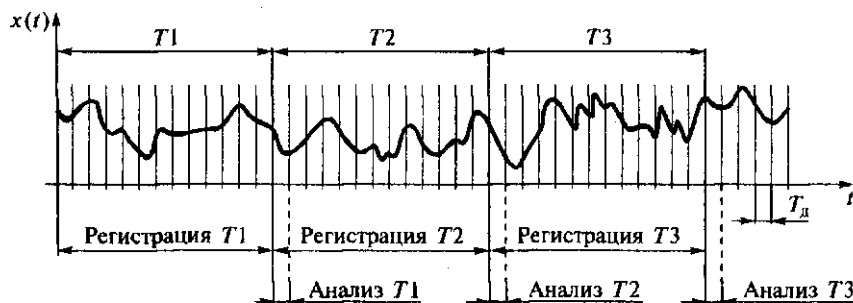


Рис. 7.15. Режим «жесткого» реального времени

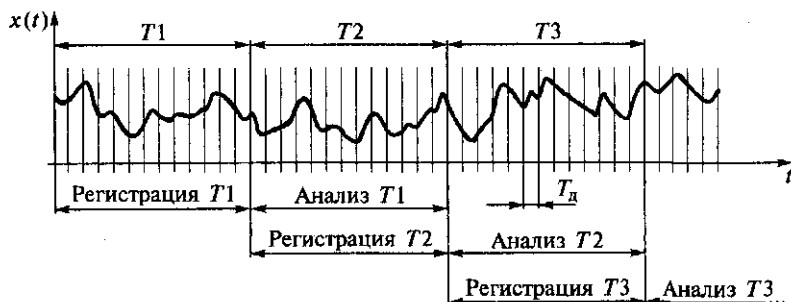


Рис. 7.16. Режим «мягкого» реального времени

Второе толкование РРВ — «мягкий» — предполагает наличие буферных запоминающих устройств (достаточно большой емкости), в которых хранятся поочередно записываемые и обрабатываемые фрагменты реализации входного сигнала. Время, затрачиваемое на анализ очередного фрагмента реализации, во избежание потери информации не должно превосходить длительности записи в ЗУ нового фрагмента (рис. 7.16). Этот режим гораздо легче обеспечить, и он часто может быть реализован программными решениями.

В обычной повседневной практике технических измерений чаще всего встречаются задачи, в которых не требуется срочной (сиюминутной) обработки массива входных данных, достаточно большого по объему, т.е. при этом не предъявляется жестких требований к моменту получения результата анализа. Это режим *нереального, относительного или трансформированного* времени, самый простой и легкий для реализации. Типичный пример — длительная регистрация поведения температуры и относительной влажности воздуха в складском помещении в течение, например, недели и последующая обстоятельная обработка и представление данных эксперимента в течение двух-трех дней.

7.3.3. Анализ в частотной (спектральной) области

Определить амплитудный спектр входного аналогового сигнала можно несколькими различными способами, например с помощью нескольких полосовых фильтров или с помощью одного перестраиваемого фильтра; возможно использование преобразования Фурье, однозначно связывающего временное и частотное представления функции (сигнала).

Существует прямое и обратное преобразования Фурье (ПФ) для непрерывных (аналоговых) сигналов. *Прямое* ПФ позволяет, зная функцию сигнала $x(t)$, определить его спектр $S(f)$. *Обратное* ПФ, наоборот, дает возможность, зная спектр сигнала $S(f)$, найти временное представление (функцию) самого сигнала $x(t)$.

Понимая, что полноценное спектральное представление сигнала содержит *амплитудный* и *фазовый* спектры, здесь и далее будем говорить только об амплитудном спектре.

Существует ПФ и для дискретных (цифровых) сигналов. При этом спектр сигнала также является дискретным (линейчатым). В современных цифровых средствах анализа используется алгоритм дискретного преобразования Фурье (ДПФ) — Discret Fourier Transform (DFT), посредством которого массив зарегистрированных во временной области дискретных отсчетов сигнала преобразуется в дискретный спектр. К сожалению, практическая реализация ДПФ требует большого числа громоздких арифметических процедур. Если число отсчетов на интервале регистрации T_p равно N , то число необходимых операций умножения и сложения в ДПФ равно N^2 . Поскольку скорость работы микропроцессора (микропроцессоров), естественно, ограничена, то это может привести в некоторых приложениях к проблемам с быстродействием.

Существует разновидность ДПФ — быстрое преобразование Фурье (БПФ) — Fast Fourier Transform (FFT). В этом алгоритме определенным выбором числа отсчетов N быстродействие может быть обеспечено гораздо выше. Если выбрать число отсчетов N не случайным, а равным целой степени числа 2, то число требуемых процедур умножения и сложения может быть уменьшено до $(N \log_2 N)$. Выигрыш в скорости можно продемонстрировать таким примером. Если число зарегистрированных отсчетов $N = 1024$, то реализация обычного алгоритма ДПФ требует $N^2 \approx 10^6$ процедур, а в случае применения БПФ это число $N \log_2 N = 1024 \cdot 10 \approx 10^4$, т. е. примерно в 100 раз меньше и, следовательно, примерно в 100 раз быстрее будет осуществляться переход из временной области в частотную. Причем этот выигрыш возрастает по мере увеличения числа отсчетов N .

Так же как и при анализе во временной области, в спектральном анализе существуют понятия *режимов реального и нереального времени обработки*.

7.3.4. Вычисление параметров электропотребления

В случае цифровой измерительной регистрации входные аналоговые (непрерывные) сигналы представляются цифровыми кодами, т. е. дискретными во времени и квантованными по уровню значениями (отсчетами). Рассмотрим вычисление различных параметров и функций на примере напряжений и токов в электрических цепях.

Любой аналоговый сигнал $x(t)$ можно представить (с той или иной достоверностью) последовательностью цифровых эквивалентов (кодов) мгновенных значений x_i (рис. 7.17).

Чем большее число кодов (отсчетов) получено на одном периоде сигнала T (чем меньше шаг дискретизации T_d) и чем выше раз-

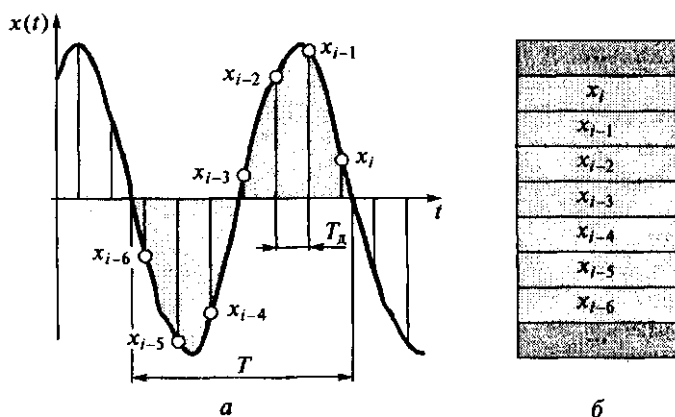


Рис. 7.17. Представление периодического аналогового сигнала (а) цифровыми эквивалентами (б)

рядность аналого-цифрового преобразования, тем точнее будет представлен сам сигнал в цифровом виде и тем точнее будут результаты всех последующих вычислений. В современных регистраторах/анализаторах типичное число отсчетов на одном периоде сигнала ($T = 20$ мс) равно 100... 200. Разрядность аналого-цифрового преобразования 10... 16 бит (двоичных разрядов).

Если преобразовать в коды достаточно длительную реализацию входного сигнала (не менее одного периода T), то полученный массив цифровых эквивалентов может быть использован для нахождения различных параметров и функций. По нему можно найти числовые значения некоторых величин, а также построить различные функциональные зависимости.

Мы уже знаем, что истинное среднее квадратическое (действующее) значение (СКЗ) любого аналогового периодического сигнала $x(t)$ с периодом T определяется выражением

$$X_{\text{с.к.}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int x^2(t) dt}.$$

На основе массивов кодов, полученных в результате быстрого аналого-цифрового преобразования входных периодических сигналов напряжения и тока, микропроцессор (или компьютер) вычисляет СКЗ напряжения и тока на периоде T . Процедуры вычисления СКЗ по отдельным цифровым отсчетам аналогичны выражениям для непрерывных функций. Например, для случая вычисления СКЗ периодического напряжения $u(t)$ по полученным N результатам аналого-цифрового преобразования (кодам) u_i входного периодического сигнала процедура вычисления такова:

$$U_{c.k} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N u_i^2}.$$

Множество таких последовательно вычисленных значений дает возможность построить график изменения (функцию) действующего значения $u_{c.k}(t)$ во времени. Аналогично могут быть получены СКЗ тока $I_{c.k}$ и функция $i_{c.k}(t)$. На основе вычисленных значений напряжения и тока можно найти также значения и функции других важных параметров электрических сигналов, таких как мощность (активная и реактивная), энергия (активная и реактивная), коэффициент мощности и др. Формулы, по которым вычисляются эти значения, напоминают (по сути повторяют) выражения для аналоговых (непрерывных) сигналов.

Регистраторы/анализаторы, предназначенные для работы в трехфазных электрических сетях, вычисляют СКЗ напряжений и токов, а также мощностей отдельно по каждой фазе. Затем можно найти самые различные дополнительные параметры трехфазной сети, например, средние по трем фазам значения СКЗ напряжений $(U_{c.k})_c$ и токов $(I_{c.k})_c$, общую (суммарную) активную мощность по всем трем фазам P_Σ , среднее значение коэффициента мощности $k_{м.с}$ по трем фазам и др. (см. выше).

Рассмотрим подробнее вопрос формирования функциональных массивов кодов. На рис. 7.18 приведена упрощенная структурно-алгоритмическая схема регистратора/анализатора в режиме регистрации напряжения, тока, вычисления функции мощности и активной энергии (только для одной фазы).

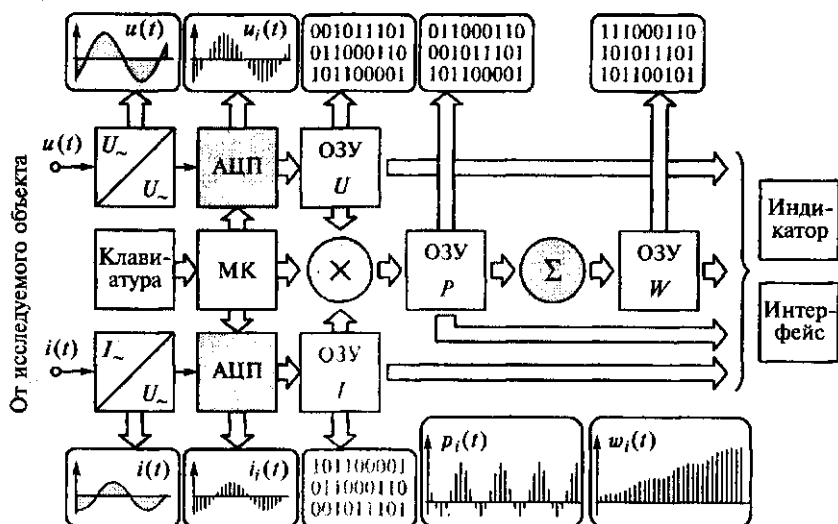


Рис. 7.18. Упрощенная структура регистратора/анализатора

Структура имеет два входных канала, на которые от исследуемого объекта поступают, соответственно, напряжение $u(t)$ и ток $i(t)$ одной фазы. Входные сигналы уменьшаются (с помощью трансформаторов напряжения, делителей, шунтов или других преобразователей напряжения и тока) в пропорциональные напряжения небольших амплитуд (2 ... 10 В). Затем с достаточно высокой частотой дискретизации (5 ... 20 кГц) они синхронно преобразуются отдельными аналого-цифровыми преобразователями АЦП в массивы кодов напряжения и тока. Эти массивы упорядоченно складываются и хранятся в оперативных запоминающих устройствах напряжения (ОЗУ U) и тока (ОЗУ I). Если полученные на интервале, например, одного периода одноименные (т.е. полученные в одни и те же моменты) коды этих массивов перемножить с помощью микропроцессорного контроллера МК, то можно получить третий массив — массив кодов функции мощности (ОЗУ P).

Проинтегрировав этот новый массив, можно получить четвертый массив — массив кодов, характеризующих функцию изменения активной энергии (ОЗУ W). Любой из сформированных массивов может быть восстановлен и в графическом (псевдоаналоговом) виде представлен на индикаторе (дисплее) или передан с помощью интерфейса другим устройствам.

Трехфазные регистраторы/анализаторы имеют как минимум три подобных входных канала напряжения и три входных канала тока и синхронно регистрируют сигналы по всем этим каналам.

7.4. ХАРАКТЕРИСТИКИ ТИПИЧНЫХ РЕГИСТРАТОРОВ/ АНАЛИЗАТОРОВ

Существует несколько вариантов реализации процедур регистрации и анализа. Наиболее широко распространены малогабаритные автономные регистраторы/анализаторы различных физических величин (процессов), а также компьютерные средства регистрации и анализа. Рассмотрим их основные возможности и характеристики.

7.4.1. Регистраторы/анализаторы параметров электропотребления

Современные микропроцессорные регистраторы/анализаторы параметров электропотребления в электрических цепях — это переносные малогабаритные приборы. Основные характеристики типичных представителей этого класса таковы:

- возможность работы с однофазными и трехфазными цепями (в том числе несимметричными);

- верхний предел диапазонов измерения входных напряжений — линейных до 600... 1000 В, фазных до 500... 600 В;

- верхний предел диапазона измерения входных токов (с применением токовых клещей, обеспечивающих измерения без разрыва цепи исследуемого тока) — до 2000... 5000 А (в зависимости от типа используемых клещей);

- выходная информация — средние квадратические (действующие) значения напряжений и токов, значения мощностей (активной и реактивной — индуктивного и емкостного характера), коэффициентов мощности ($\cos\phi$) по каждой фазе, частоты сети, энергии (активной и реактивной как индуктивного, так и емкостного характера);

- программируемые режимы работы и диапазоны измерений;

- представление зарегистрированных сигналов напряжений и токов во временной и частотной областях, числовое и графическое представление спектрального состава напряжений и токов (при поддержке специализированного программного обеспечения);

- возможная длительность регистрации — до нескольких месяцев;

- объем внутренней памяти данных — 128 Кбайт... 1 Мбайт (возможно также использование дополнительных карт памяти);

- различные режимы запуска (по заданному текущему времени или по заданному уровню входных величин);

- внутренний энергонезависимый таймер (текущие дата и время);

- наличие специализированного программного обеспечения, которое позволяет осуществлять обстоятельный анализ зарегистрированных данных на персональном компьютере;

- погрешности измерения и регистрации напряжений и токов (без учета измерительных трансформаторов) во всем рабочем диапазоне температур — $\pm(0,5\% \text{ значения результата измерения} + 2 \text{ единицы младшего значащего разряда})$;

- погрешности измерений активной и реактивной мощности (без учета измерительных трансформаторов) — $\pm(1,0\% \text{ значения результата измерения} + 2 \text{ единицы младшего значащего разряда})$;

- частота дискретизации АЦП — до 100 кГц;

- диапазон рабочих температур — 0... 50 °С;

- масса — 1... 3 кг.

Такие приборы (совместно со специализированным программным обеспечением) позволяют измерять, регистрировать и вычислять:

- текущие средние квадратические (действующие) значения напряжений и токов; максимальные, усредненные и минимальные значения напряжений и токов во всех фазах на всем интервале регистрации;

- текущие значения активной и реактивной (как индуктивного, так и емкостного характера) мощностей; максимальные и ми-

нимальные значения активной и реактивной мощностей на всем интервале регистрации; суммарную мощность по всем фазам;

- потребленную на интервале регистрации активную и реактивную энергию;

- текущее значение частоты электрической сети;

- текущие и экстремальные значения коэффициентов мощности ($\cos \varphi$);

- формы кривых сигналов напряжений и токов во всех фазах; значения коэффициентов общих гармонических искажений напряжений и токов в каждой фазе; процентный состав гармонических составляющих напряжений и токов в каждой фазе с графическим представлением в спектральной области, а также в табличной форме.

Рассмотрим некоторые типичные особенности применения таких приборов.

В зависимости от специфики трехфазной электрической сети и нагрузки подключение приборов может осуществляться по-разному. В случае четырехпроводной сети с нейтралью (схема типа «звезда») наиболее часто применяется вариант подключения приборов, показанный на рис. 7.19. При этом измеряются и регистрируются отдельно все фазные напряжения и токи.

При использовании дополнительной карты памяти перенос зарегистрированных прибором данных в персональный компьютер

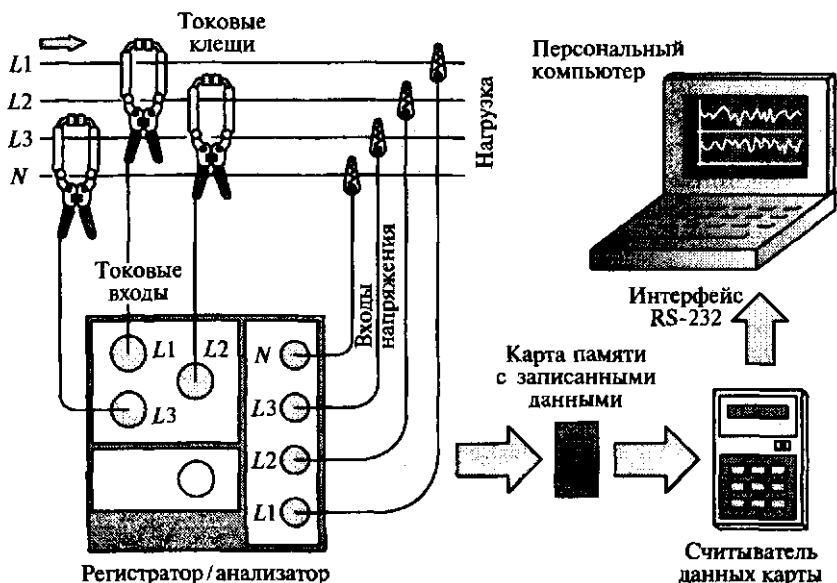


Рис. 7.19. Подключение прибора и перенос зарегистрированных данных в компьютер

по окончании регистрации осуществляется с помощью считывателя данных карты по последовательному интерфейсу RS-232. Компьютер затем при поддержке программного обеспечения выполняет окончательный анализ и представление информации в табличном и/или в графическом виде.

Поскольку ресурсы памяти приборов ограничены, то типичной для всех цифровых измерительных регистраторов является необходимость выбора оптимального соотношения между шагом дискретизации T_d и общей продолжительностью (интервалом) регистрации T_p .

Возможные интервалы регистрации T_p при различных значениях шага T_d (объем памяти 512 Кбайт)

Шаг дискретизации T_d	1 мин	5 мин	15 мин	1 ч	4 ч
Общий интервал T_p	8,5 ч	42,6 ч	5,3 сут	21,3 сут	85,3 сут

Программировать обычно можно любые значения шага регистрации в пределах возможного диапазона с разрешающей способностью 1 мин. При большем объеме внутренней памяти (или при использовании карты памяти с большим объемом) возможная продолжительность регистрации пропорционально возрастает.

Программный пакет таких регистраторов/анализаторов обеспечивает различные алгоритмы обработки (анализа) и представления информации. Возможное графическое и табличное представление результатов регистрации и анализа весьма разнообразно.

7.4.2. Мини-логгеры

Из множества разнообразных ЦИР выделим группу сравнительно простых, невысокой точности, миниатюрных, имеющих автономное питание, дешевых, предназначенных для решения большинства наиболее часто встречающихся задач. Типичными представителями этой группы являются миниатюрные ЦИР (за рубежом называемые мини-логгерами — Mini DataLogger), которые в настоящее время успешно решают многочисленные задачи электрических измерений и регистрации как электрических, так и неэлектрических величин. Такие мини-логгеры (МЛ) имеют чрезвычайно малые габариты и массу; обеспечивают возможность продолжительной цифровой автоматической регистрации одной или нескольких различных величин в достаточно широких диапазонах их изменений; имеют вполне удовлетворительные метрологические и отличные эксплуатационные характеристики, содержат внутренний источник питания, обеспечивающий длительную автономную работу. Они удобны и просты в обращении. Массив накопленных цифровых данных по окончании эксперимента передается в компьютер, где может быть подвергнут разнообразным преобразованиям и/или представлен в различных формах.

Наиболее распространены МЛ для регистрации параметров окружающей среды: температуры, относительной влажности воздуха, давления, скорости потока воздуха, освещенности, параметров электропотребления. Есть также универсальные МЛ, способные регистрировать различные физические величины при условии подключения к их входам соответствующих первичных измерительных преобразователей (датчиков) с унифицированным выходным сигналом.

Типичные характеристики наиболее распространенных МЛ

Число входных каналов	1... 2
Разрядность АЦП, бит	8... 12
Объем внутренней памяти данных, Кбайт	8... 64
Продолжительность регистрации, лет	до 1
Масса, г	50... 200

7.4.3. Компьютерные средства регистрации и анализа

Существует разновидность (сравнительно молодая) цифровых средств измерений и регистрации, основанная на использовании в качестве элемента искусственного интеллекта персонального компьютера (ПК). Для этого необходимо ПК дополнить устройством преобразования аналоговых сигналов в цифровые данные, т. е. модулем аналого-цифрового преобразователя. Такие преобразователи, в зависимости от возможностей, диапазонов измерения, метрологических и эксплуатационных характеристик, выполняются в различных конструктивных исполнениях — от малогабаритных плат, встраиваемых (вставляемых) в корпус ПК, до сложных многоканальных модульных комплексов. Сегодня это одно из перспективных направлений развития измерительной техники, причем компьютерные решения являются довольно мощными и одновременно не самыми дорогими при условии наличия у пользователя ПК. Компьютерные средства измерения и регистрации дают возможность не только измерять и/или регистрировать входные величины, но и:

- хранить архивы очень большого объема, передавать эту информацию в различных форматах и с большой скоростью;
- обрабатывать соответствующие массивы цифровых данных по сложным специализированным алгоритмам;
- представлять полученные данные в различных формах, в том числе формировать разнообразные графические образы;
- легко получать бумажные копии результатов измерения, регистрации и обработки;
- формировать (синтезировать) вспомогательные управляющие сигналы различных характеристик для сложных систем;
- организовывать сложные информационно-измерительные и управляющие системы.

7.5. ПРИМЕРЫ РЕЗУЛЬТАТОВ РЕГИСТРАЦИИ И АНАЛИЗА

Рассмотрим некоторые примеры результатов регистрации и обработки данных реальных экспериментов в трехфазных электрических цепях. Эксперименты выполнялись в разное время, на разных объектах, с разными значениями шага дискретизации и с различными длительностями интервалов регистрации.

На рис. 7.20 приведен пример суточной регистрации действующих значений напряжения, тока и активной мощности одной из фаз трехфазной сети, по оси абсцисс — время московское. Четко видны ночные уменьшения тока, мощности и соответствующее некоторое повышение напряжения.

На рис. 7.21 показаны результаты более длительной (в течение 4 сут) записи среднего (по всем трем фазам) действующего фазного напряжения в трехфазной электрической сети, суммарной активной мощности и общей активной энергии. Такие изменения диаграмм напряжений и токов характерны для объектов, работающих не круглые сутки.

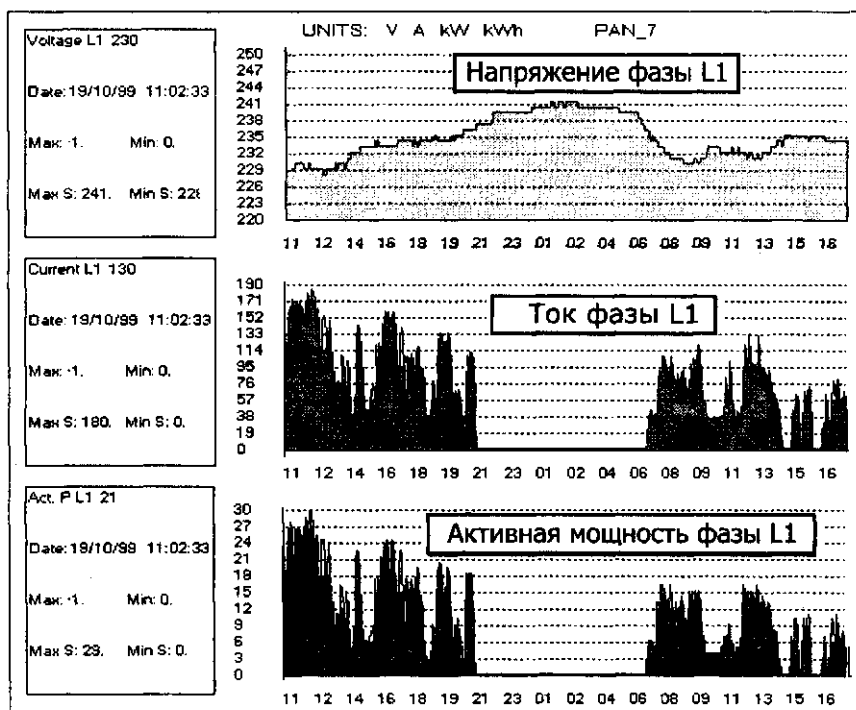


Рис. 7.20. Пример регистрации фазных напряжения, тока и мощности

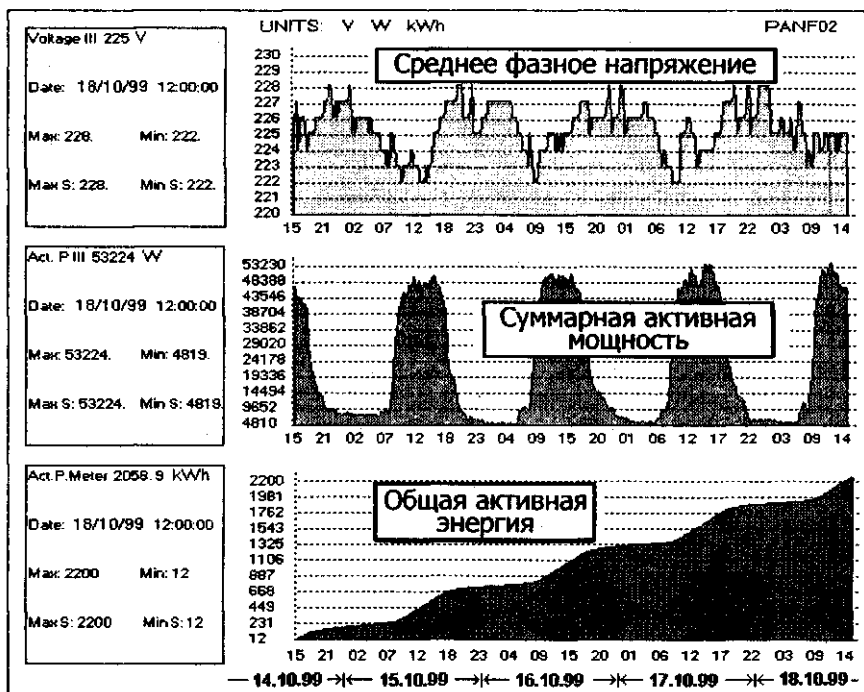


Рис. 7.21. Пример длительной регистрации параметров трехфазной электрической сети

Представление сигналов всех фазных напряжений и токов во временной области приведено на рис. 7.22. Диаграммы наглядно иллюстрируют характер формы сигналов напряжений и токов всех фаз. Хорошо видны заметные искажения формы сигналов фазных токов.

Представление гармонического состава несинусоидального сигнала возможно в виде либо столбчатого графика (Bar Graph), либо таблицы чисел (Numerical) действующих значений отдельных гармоник. Пример графического представления реальных амплитудных спектров сигналов напряжения и тока в трехфазной цепи, полученных с помощью микропроцессорного регистратора/анализатора и специализированного программного обеспечения, приведен на рис. 7.23. По оси абсцисс указаны номера гармоник (начиная со второй — 100 Гц и до 15-й — 750 Гц), по оси ординат — процентный вклад гармоник в общее действующее значение сигнала. Видно сильное влияние нечетных гармоник — 3, 5, 7-й (особенно в спектре фазных токов).

На рис. 7.24 приведен пример табличного представления спектрального состава, зарегистрированных сигналов напряжения и тока

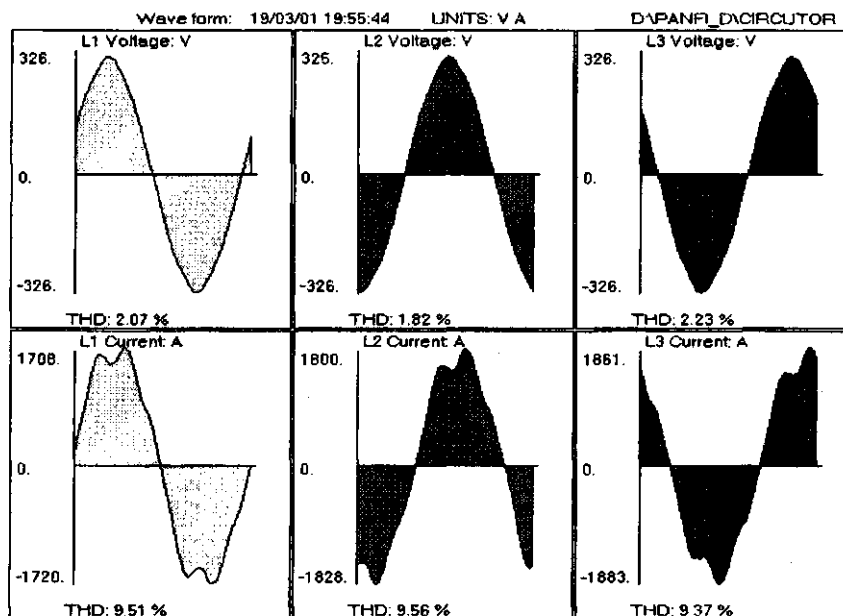


Рис. 7.22. Оценка несинусоидальности фазных напряжений и токов

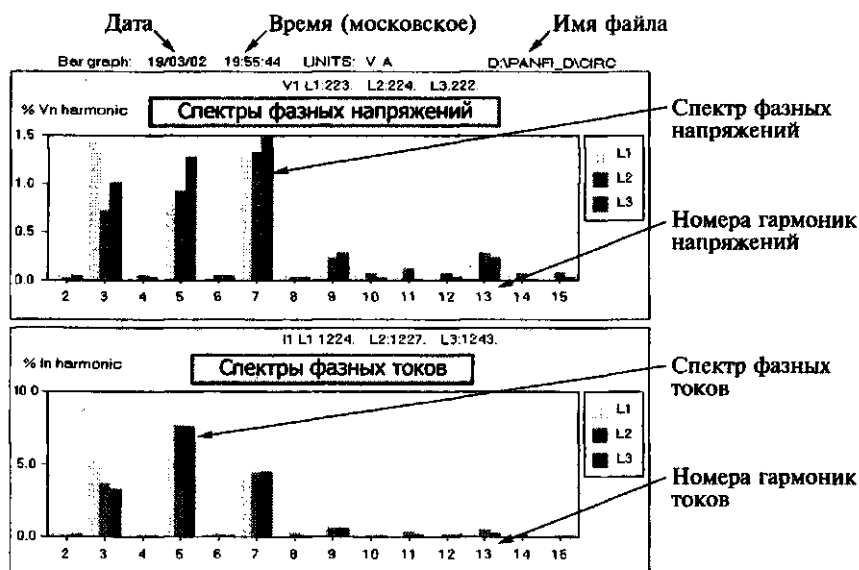


Рис. 7.23. Графики амплитудных спектров напряжений и токов

Дата		Время (московское)		Номера гармоник напряжений	
Numerical table:		17/03/01 09:40:46		UNITS: V A DPMPL DIGISOURCE	
Vrms:229 V1:229		Vrms:229 V1:229		Vrms:229 V1:229	
THD(V): 0.98 %		THD(V): 0.61 %		THD(V): 0.59 %	
2	0.07	2	0.04	2	0.03
3	0.61	3	0.07	3	0.39
4	0.02	4	0.03	4	0.03
5	0.72	5	0.56	5	0.62
6	0.03	6	0.03	6	0.04
7	0.13	7	0.11	7	0.08
8	0.09	8	0.03	8	0.01
9	0.04	9	0.09	9	0.12
10	0.03	10	0.05	10	0.05
11	0.10	11	0.05	11	0.02
12	0.04	12	0.03	12	0.05
13	0.13	13	0.09	13	0.11
14	0.04	14	0.03	14	0.08
15	0.06	15	0.09	15	0.09
Irms:498 I1:498		Irms:498 I1:437		Irms:456 I1:455	
THD(I): 2.46 %		THD(I): 2.11 %		THD(I): 3.95 %	
2	0.66	2	0.14	2	0.61
3	2.06	3	1.72	3	3.12
4	0.35	4	0.05	4	0.23
5	0.80	5	1.01	5	0.86
6	0.18	6	0.08	6	0.09
7	0.65	7	0.62	7	0.29
8	0.13	8	0.16	8	0.08
9	0.11	9	0.11	9	0.11
10	0.08	10	0.10	10	0.14
11	0.20	11	0.12	11	0.19
12	0.12	12	0.07	12	0.04
13	0.21	13	0.10	13	0.10
14	0.09	14	0.09	14	0.12
15	0.10	15	0.03	15	0.12

Рис. 7.24. Табличное представление спектрального состава напряжений и токов

трехфазного потребителя. В таблице представлены действующие значения отдельных гармоник в процентах общего действующего значения несинусоидального (суммарного) сигнала.

Контрольные вопросы

1. Назовите основные преимущества цифровых регистраторов перед аналоговыми. Есть ли недостатки у цифровых регистраторов? Если да, то сформулируйте их.
2. Что означают термины «дискретизация» и «квантование»? Как реализуются эти процедуры в современных цифровых средствах измерения и регистрации?
3. Какую роль играет аналого-цифровой преобразователь в структуре цифрового измерительного регистратора? В чем основное отличие такого АЦП от преобразователей, применяемых в автономных цифровых мультиметрах?
4. Что такое минилоггер? Каковы основные характеристики типичных минилоггеров?
5. Объем памяти данных цифрового измерительного регистратора 1000 отсчетов. Шаг дискретизации $T_d = 15$ с. Какова может быть максимальная продолжительность регистрации T_p ?
6. Число входных каналов цифрового измерительного регистратора равно 4. Общий объем памяти данных — 8000 отсчетов. Какова может быть максимальная продолжительность регистрации T_p при равномерной дискретизации по всем каналам с шагом дискретизации $T_d = 1$ мин?
7. Объем памяти данных цифрового измерительного регистратора 2048 слов. Какой минимально возможный шаг дискретизации T_d следует выбрать для регистрации двухнедельного графика изменения процесса?

8. Какой объем памяти данных потребуется для регистрации восьми процессов в течение суток с шагом дискретизации $T_d = 1$ мин?

9. Максимально возможная скорость изменения температуры технологического объекта, регистрируемой цифровым измерительным регистратором, равна $\pm 5^\circ\text{C}/\text{мин}$. Какой максимально возможный шаг дискретизации T_d следует выбрать, чтобы обеспечить динамическую погрешность не более $\pm 1,0^\circ\text{C}$?

10. Максимально возможная скорость изменения действующего значения переменного напряжения, регистрируемого цифровым измерительным регистратором, равна $\pm 0,5 \text{ В/с}$. Шаг дискретизации T_d задан равным 5 с. Оцените максимально возможную динамическую погрешность.

11. Какова может быть допустимая (максимальная) скорость изменения действующего значения переменного тока, регистрируемого цифровым измерительным регистратором, если шаг дискретизации $T_d = 30$ с, допустимая динамическая погрешность не должна превышать $\pm 1 \text{ А}$?

ГЛАВА 8

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

8.1. ИЗМЕРЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ

В окружающем нас мире существует великое множество неэлектрических величин. И для оценки их значений в настоящее время широко используются электрические методы и средства измерений. Для того, чтобы использовать все достоинства электрических форм преобразования информации, необходимо предварительно преобразовать неэлектрическую физическую величину в электрическую (электрическое напряжение, ток, электрическое сопротивление или емкость, частоту следования импульсов, индуктивность, заряд или др.).

Рассмотрим применение этих подходов на примере измерения некоторых неэлектрических величин, наиболее часто встречающихся в практических задачах.

Температура — одна из важнейших физических величин, оцениваемых в задачах различных научных, технических, промышленных исследований. Температура — это своеобразная физическая величина, которая присуща всем предметам и веществам, находящимся в любом состоянии (и твердым телам, и жидкостям, и газам, и веществам в комбинированном состоянии).

В историческом плане температура — одна из самых старых измеряемых физических величин. Уже сотни лет человечество измеряет температуру. Первые средства измерения температуры (жидкостные термометры) появились в XVI в. Авторство их открытия принадлежит известному итальянскому естествоиспытателю Г. Галилею. В развитии термометрии на разных этапах внесли значительный вклад знаменитые ученые XVII — XIX вв. Г. Фаренгейт, А. Цельсий, В. Томсон (лорд Кельвин), Т. Зеебек и др.

За последние десятилетия потребности практики экспериментальных исследований значительно выросли, диапазоны измерения температуры сильно расширились, требования к метрологическим и эксплуатационным характеристикам резко повысились. Одновременно возросли возможности измерительной техники, микроэлектроники, компьютерной техники, прикладной математики.

Поскольку диапазон значений измеряемых температур довольно широк: от -270°C до нескольких тысяч градусов Цельсия, тре-

бования к точности, чувствительности, быстродействию, функциональным возможностям, эксплуатационным характеристикам инструментов различны, то и применяемые методы и средства достаточно разнообразны. Современные методы и средства измерения температуры основаны на тех или иных физических особенностях (механических, электрических, оптических свойствах) жидкостей, газов, твердых тел, проявляемых при изменении температуры.

В настоящее время используются как *электрические*, так и *неэлектрические* методы и средства измерения температуры. Неэлектрические методы представлены, например, обычными жидкостными термометрами. Электрические методы (основа современных измерений) реализованы, например, в термометрах и регистраторах на основе термоэлектрических преобразователей. В этой главе речь пойдет только об электрических методах и средствах.

Различают *статические* (в которых предполагается неизменность значения температуры в течение времени наблюдения) и *динамические* измерения (когда процесс достаточно быстро меняется и принципиально важно знать характер поведения величины и (или) важно оперативно отслеживать все изменения, как, например, в системе автоматизированного управления). Существует также деление средств измерения температуры на показывающие и регистрирующие. Первые реализуют статические модели и имеют только шкалу или цифровой индикатор для отсчета текущего значения. Вторые предназначены для динамических моделей и позволяют записывать изменения температуры (как функции времени) в течение некоторого, порой достаточно длительного, интервала времени.

По способам преобразования информации методы и средства измерения (регистрации) делят на *аналоговые* и *цифровые*. Цифровые термометры имеют ряд известных преимуществ перед аналоговыми — более высокие метрологические и эксплуатационные характеристики, быстродействие, надежность. Кроме того, цифровая форма представления информации обеспечивает простоту дальнейшей автоматизированной обработки, хранения, передачи и представления данных.

По принципу взаимодействия прибора с объектом методы и средства измерения температуры делятся на *контактные* и *бесконтактные*. Первые проще в применении и могут обеспечивать более высокую точность. Вторые удобнее в работе (а в некоторых задачах просто незаменимы), позволяют получить результат быстрее, хотя, может быть, и с большей погрешностью.

Многоканальные измерители (регистраторы) температуры предназначены для регистрации нескольких процессов и/или синхронных измерений температуры в нескольких точках.

В настоящее время в практике температурных измерений используются, как правило, цифровые средства измерения темпера-

туры, основанные на электрических методах преобразования. При этом применяются как статические, так и динамические модели объектов и процессов. Одинаково широко распространены и контактные, и бесконтактные методы и средства.

Одноканальные измерители применяются чаще многоканальных, хотя широко используются *комбинированные* цифровые приборы, которые могут измерять две или несколько различных физических величин, например, температуру и относительную влажность воздуха или температуру и скорость потока воздуха (термоанемометр). Среди регистраторов температуры многоканальность встречается чаще, чем в показывающих приборах.

Основными требованиями, предъявляемыми к средствам измерения и регистрации температуры (как, впрочем, и к другим средствам технических измерений), являются: необходимая достоверность результатов измерения, надежность и возможность работы в жестких условиях эксплуатации, малые габаритные размеры и масса, простота и удобство работы, отсутствие влияния (точнее — пренебрежимо малое влияние) на ход исследуемых процессов, наглядность представляемой информации, доступная цена.

8.1.1. Контактные методы и средства измерений

Если преобразовать неэлектрическую физическую величину — температуру θ — в какую-либо пропорциональную электрическую величину (ЭДС E , напряжение U , ток I , сопротивление R , частоту сигнала f и т.п.) с помощью первичных измерительных преобразователей, то затем ее значение можно легко определить средствами электрических измерений.

При построении первичных измерительных преобразователей (датчиков) используются разнообразные физические эффекты. В основном применяются следующие разновидности термоэлектрических датчиков:

- металлические термометры сопротивления (ТС);
- термоэлектрические преобразователи (ТП) — термопары;
- полупроводниковые термометры сопротивления (термисторы);
- полупроводниковые интегральные сенсоры (датчики);
- пьезоэлектрические (кварцевые) преобразователи с частотным выходным сигналом.

Основные англоязычные термины этого класса преобразователей таковы: Resistance Temperature Detector (RTD) — термометр сопротивления; Thermo-Couple (TC) — термопара; Thermistor — термистор; Monolithic Linear Temperature Sensor — монолитный полупроводниковый датчик (с линейной характеристикой преобразования); Quartz Sensor — кварцевый датчик.

Рис. 8.1 качественно иллюстрирует различия в характеристиках преобразования наиболее распространенных типов датчиков.

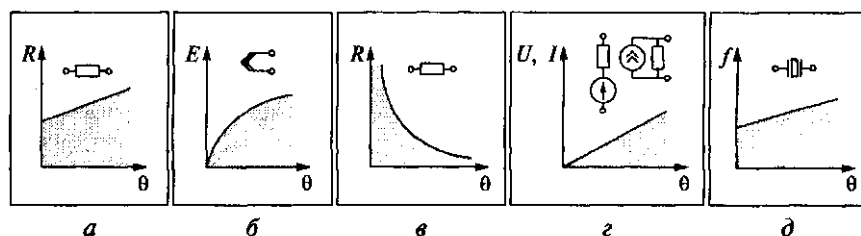


Рис. 8.1. Различия характеристик датчиков температуры:

a — термометр сопротивления; *б* — термопара; *в* — термистор; *г* — интегральные полупроводниковые датчики; *д* — кварцевый резонатор

Можно кратко охарактеризовать основные особенности этих первичных измерительных преобразователей следующим образом.

Металлические ТС обеспечивают высокую точность, хорошие линейность, стабильность и повторяемость характеристик. Основные недостатки — возможное значительное влияние (на результат измерения) сопротивления проводников линии связи, необходимость дополнительного источника питания (напряжения или тока). Кроме того, возможен саморазогрев ТС от протекающего по нему тока, что может привести к дополнительным погрешностям.

Термопары не требуют вспомогательного источника питания, имеют широкий диапазон измеряемых температур. Однако им присуща заметная нелинейность характеристики преобразования. Некоторые проблемы создает необходимость учета (или компенсации) влияния температуры свободных концов ТП на результат измерения. Кроме того, малое выходное напряжение (и сравнительно невысокая чувствительность) требует довольно чувствительных вторичных преобразователей (усилителей) и/или выходных приборов.

Термометры сопротивления и термопары отличаются достаточно высокими точностью, стабильностью и повторяемостью своих характеристик преобразования.

Термисторы (полупроводниковые сопротивления), в свою очередь, имеют высокую чувствительность, простую двухпроводную схему включения (не требующую компенсации температуры свободных концов, как у ТП), сравнительно высокое быстродействие. Но при этом у них есть серьезные недостатки: резко нелинейная характеристика преобразования и плохая повторяемость характеристики. Кроме того, они имеют сравнительно узкий диапазон измеряемых температур.

Полупроводниковые интегральные датчики характеризуются высокой линейностью характеристики преобразования, однако имеют ограниченный диапазон измеряемых температур (до 150...200 °C) и, кроме того, требуют наличия внешнего источника питания.

У датчиков на основе *кварцевых резонаторов* выходной величиной является изменение резонансной частоты колебаний при изменении температуры. Такие датчики обеспечивают наиболее высокую точность, правда, в узком диапазоне температур. Кроме того, часто основные параметры характеристики преобразования таких датчиков и их температурные коэффициенты не стандартизованы и подразумевают индивидуальную градуировку.

Все упомянутые датчики выпускаются в различном конструктивном исполнении, что позволяет решать самые разнообразные задачи (работать с жидкостями, газами, сыпучими средами, с поверхностями различных профилей, в различных температурных диапазонах и др.). Есть датчики для поверхностных измерений, погружные, воздушные, магнитные датчики (которые легко крепятся на ферромагнитных, например, стальных поверхностях), датчики, закрепленные на «липучей» ленте, датчики на подшипниках и др.

Контактные электрические методы, реализованные в различных средствах измерения/регистрации на основе таких преобразователей, позволяют работать в достаточно широком диапазоне температур ($-200 \dots +2000$ °C). Погрешность таких контактных измерителей температуры зависит не только от качества первичных измерительных преобразователей (датчиков), но и от организации линии связи датчик — измеритель, а также от характеристик вторичных преобразователей. Типичные значения погрешностей таких термометров $\pm(0,2 \dots 1)$ %, хотя в некоторых моделях достигаются значения погрешностей $\pm(0,01 \dots 0,1)$ %. Типичная чувствительность результатов измерения — доли градуса Цельсия.

Рассмотрим подробнее особенности применения наиболее распространенных типов датчиков.

Термометры сопротивления. Приборы и преобразователи на основе металлических ТС используют зависимость электрического сопротивления металлов R_t от температуры θ . У чистых металлов эта зависимость практически линейна и количественно выражается следующим образом:

$$R_t = R_0(1 + \alpha\theta),$$

где R_0 — сопротивление при температуре 0 °C; α — температурный коэффициент сопротивления.

Температурный коэффициент сопротивления α , 1/°C, определяется по формуле

$$\alpha = (\Delta R / R) / \Delta \theta,$$

где $\Delta R / R$ — относительное изменение сопротивления датчика при изменении температуры $\Delta \theta$.

Этот коэффициент можно задать иначе, %/°C:

$$\alpha = (\Delta R \cdot 100 / R) / \Delta \theta.$$

Значения температурного коэффициента сопротивления α у современных ТС лежат в диапазоне $0,003 \dots 0,006 \text{ 1/}^\circ\text{C}$, что соответствует приращению сопротивления примерно на $0,3 \dots 0,6 \%$ от исходного (номинального) значения (при 0°C) при увеличении температуры на 1°C .

Наиболее часто используемые материалы: медь (для диапазона температур $-50 \dots +200^\circ\text{C}$) и платина (для диапазона $-250 \dots +1000^\circ\text{C}$) — рис. 8.2. Номинальные значения сопротивления ТС определяются конструкцией и материалом датчика, конкретной градуировкой и лежат в диапазоне $10 \dots 1000 \text{ Ом}$ (при 0°C или при комнатной температуре).

Медные ТС выпускаются с различными номинальными значениями сопротивления: $25 \dots 1000 \text{ Ом}$. Например, на рис. 8.2, а показана характеристика медного (Cu 53) ТС с номинальным (при 0°C) сопротивлением $R_0 = 53 \text{ Ом}$.

Платиновые ТС довольно широко распространены в различных технических измерениях. Они изготавливаются из чистой платины (99,99 %). Чаше всего используются ТС с номинальным сопротивлением 100 Ом (Pt 100) при 0°C , хотя существуют ТС и с другими значениями номинального сопротивления: $25, 500, 1000 \text{ Ом}$. Номинальные значения токов, протекающих по ТС, обычно таковы: 1 мА (для Pt 100) и $0,1 \text{ мА}$ (для Pt 1000). Температурный коэффициент сопротивления α платиновых (Pt 100) ТС имеет два значения: по *европейской* версии $\alpha_e = 0,00385 \text{ Ом/Ом/}^\circ\text{C}$ и по *американской* версии $\alpha_a = 0,00392 \text{ Ом/Ом/}^\circ\text{C}$ (рис. 8.2, б).

Конструктивно ТС состоит из собственно чувствительного элемента, защитного кожуха (чехла) и элементов крепления. Чувствительный элемент представляет собой намотку из тонкой изолированной проволоки (диаметром доли миллиметра) на диэлектрическом каркасе (стержне), выполненном из слюды, керамики или стекла. Существуют также ТС фольгового (тонкопленочного — Thin Film Detector — TFD) исполнения, обеспечивающего минимальную тепловую инерционность датчика. Фольговые (пленочные) ТС имеют в $5 \dots 10$ раз меньшее значение времени реакции (отклика),

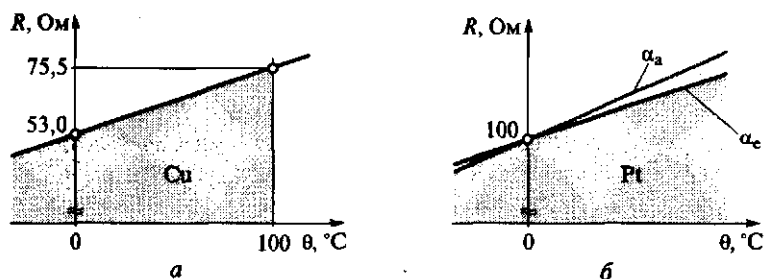


Рис. 8.2. Характеристики медных (а) и платиновых (б) ТС

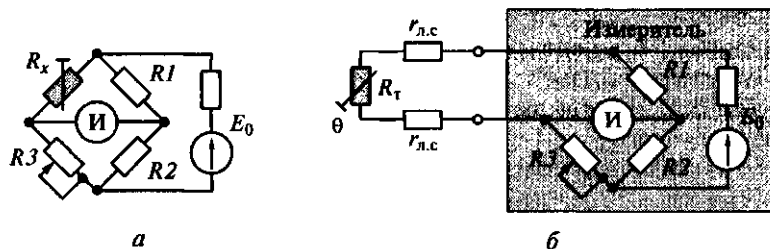


Рис. 8.3. Включение ТС в мостовую схему:

а — принцип действия моста; *б* — двухпроводная схема подключения

чем у проволочных ТС, что чрезвычайно важно при работе с миниатюрными объектами в динамических измерениях при быстроменяющихся температурах.

Как правило, ТС включаются в мостовые схемы. Различают *уравновешенные* и *неуравновешенные* мостовые схемы. Уравновешенный мост имеет один или несколько резисторов, сопротивление которых может целенаправленно изменяться (вручную или автоматически) с тем, чтобы добиться равновесия. Равновесие моста характеризуется отсутствием разности потенциалов (и, следовательно, тока) в измерительной диагонали моста (в цепи чувствительного нулевого индикатора И), что означает равенство произведений сопротивлений R_1 , R_2 , R_3 , R_x резисторов R_1 , R_2 , R_3 , R_x противоположных плеч моста (рис. 8.3, *а*):

$$R_x R_2 = R_1 R_3.$$

Зная значения сопротивлений R_1 , R_2 , R_3 , можно определить значение неизвестного сопротивления:

$$R_x = R_1 R_3 / R_2.$$

Если в роли R_x выступает ТС с сопротивлением R_t (рис. 8.3, *б*), то можно, зная характеристику ТС, оценить значение температуры θ , которая действует на датчик. В случае неуравновешенного моста значение R_t сопротивления ТС (и, следовательно, температуры θ) определяется по значению разности потенциалов измерительной диагонали моста. Уравновешенные мосты обладают более высокой точностью в сравнении с неуравновешенными.

Главная проблема при работе с датчиками — ТС — влияние на результат измерения сопротивления проводников линии связи $r_{л.с.}$. Не всегда мостовая схема может быть расположена в непосредственной близости от объекта, на котором установлен датчик, поэтому в общем случае может потребоваться многометровая линия связи. В зависимости от специфики конкретных задач измерений применяются двухпроводное, трехпроводное или четырехпроводное подключение ТС к измерителю.

Преимущество *двухпроводной* схемы в том, что для подключения ТС требуются всего два проводника линии связи (что особенно важно в случаях, когда линия связи большой длины). Однако при двухпроводной линии связи (см. рис. 8.3, б) сопротивление $r_{л.с}$ соединительных проводников (и его изменения при естественных колебаниях температуры окружающей среды) прямо входит в результат измерения. Поскольку длина линии связи может быть значительной (десятки метров), то и погрешность может оказаться большой.

Существуют различные способы компенсации этой погрешности. Один из них — использование *трехпроводной* схемы подключения ТС (рис. 8.4, а).

В этом случае при равновесии мостовой схемы выполняется соотношение

$$(R_T + r_{л.с})R_2 = R_1(R_3 + r_{л.с}).$$

Если в схеме моста $R_1 = R_2$ и сопротивления $r_{л.с}$ соединительных проводников одинаковы (это естественное предположение), то результат измерения будет определяться только температурой ТС и не будет зависеть от значения сопротивлений $r_{л.с}$. Отметим, что сопротивление проводника $r_{л.с}$ в цепи индикатора И не имеет значения, так как в случае равновесия моста в этой цепи тока нет.

Применяются также и *четырёхпроводное* включение (рис. 8.4, б). Правда, это уже не мостовая схема. В основе такого измерителя источник известного постоянного тока I_0 , который протекает через сопротивление ТС R_T . При этом сопротивления соединительных проводников $r_{л.с}$ и их изменения практически не влияют на значение тока I_0 и, следовательно, на результат измерения. Вольтметром V (с большим входным сопротивлением) измеряется падение напряжения собственно на сопротивлении ТС R_T .

Одним из проявлений методической погрешности является возможное искажение результата вследствие нагрева ТС протекающим по нему током. Уменьшение напряжения питания моста E_0 позволяет уменьшать этот ток, но в то же время приводит к снижению

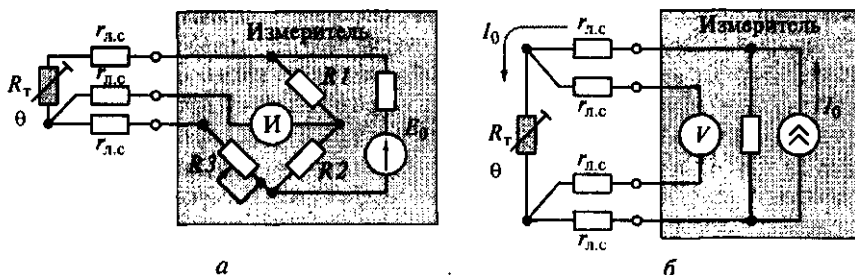


Рис. 8.4. Трехпроводное (а) и четырехпроводное (б) включение ТС

чувствительности. Поэтому иногда для достижения высокой чувствительности и одновременно сохранения допустимого среднего значения тока в резисторах применяют для питания моста не постоянное напряжение, а импульсное достаточно большой амплитуды.

Термопары. Приборы и преобразователи на основе термопар широко распространены. Компактные цифровые термометры на основе термопар являются в настоящее время основным и самым массовым инструментом в температурных измерениях.

Выходной сигнал термопары — постоянное напряжение — довольно легко может быть преобразован в цифровой код или измерен простыми средствами (например, малогабаритным цифровым мультиметром). Термопары могут быть подключены для дальнейшего преобразования к различным вторичным измерительным преобразователям (приборам) как аналоговым, так и цифровым, для статических и динамических измерений.

Диапазон температур, измеряемых с помощью ТП, довольно широк: от -200 до $+2000$ °С. Измерители на основе ТП отличаются высокой точностью и чувствительностью, хорошей повторяемостью характеристики преобразования. Обычный диапазон выходных напряжений составляет $0...50$ мВ (в зависимости от используемых в ТП материалов), типичный температурный коэффициент преобразования (чувствительность ТП) лежит в диапазоне $10...50$ мкВ/°С.

В основе ТП лежит термоэлектрический эффект, суть которого заключается в следующем. Если два проводника из различных металлов (сплавов) соединены в замкнутую цепь, причем температура одного соединения (спая) заметно отличается от температуры другого, то возникает термоЭДС E_T (и в замкнутой цепи будет протекать ток), значение которой зависит от разности температур спаев и характеристик материалов проводников. Если в разрыв свободных концов включен измеритель ЭДС или вольтметр V , то его показания будут определяться разницей температур ($\theta_1 - \theta_2$) (рис. 8.5, а).

Зависимость термоЭДС от разности температур спаев нелинейна, но для небольших диапазонов температур, при невысоких точностных требованиях (или упрощая взгляд на характеристику ТП) ее можно считать линейной. И тогда значение термоЭДС термопары E_T определяется (в первом приближении) следующим образом:

$$E_T = S_T(\theta_1 - \theta_2),$$

где S_T — чувствительность ТП (коэффициент преобразования); θ_1 — температура рабочего (так называемого «горячего») спая; θ_2 — температура свободных (так называемых «холодных») концов.

Для обеспечения однозначной зависимости термоЭДС от температуры θ_1 необходимо поддерживать постоянной и известной температуру θ_2 . Обычно это 0 или $+20$ °С. Таким образом, зная зна-

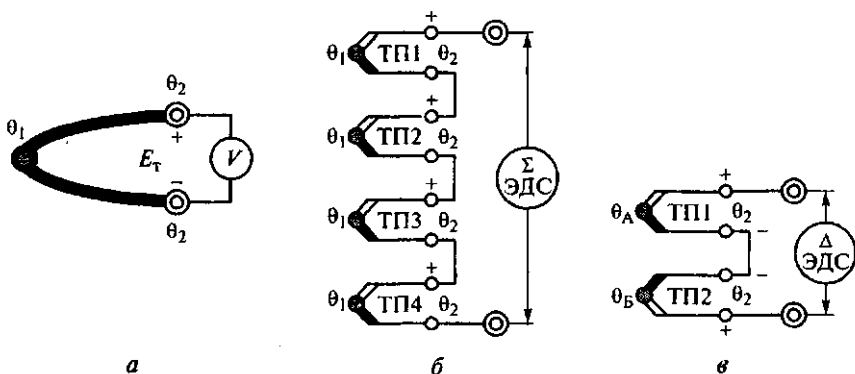


Рис. 8.5. Термоэлектрические преобразователи (термопары):

a — возникновение термоЭДС; *б* — термобатарея; *в* — дифференциальная термопара; θ_1 — температура рабочего спая; θ_2 — температура свободных концов; V — измеритель ЭДС или напряжения

чение S_T и измерив значение термоЭДС термопары, можно определить температуру θ_1 . Конечно, для работы в широких температурных диапазонах необходимо пользоваться более точными выражениями — полиномиальными аппроксимациями нелинейной зависимости E_T от разности температур. В современных цифровых термометрах применяется автоматическая линеаризация характеристик преобразования ТП.

В настоящее время, как правило, вместо методов и средств поддержания постоянства значения θ_2 применяются способы и устройства автоматической компенсации влияния температуры окружающей среды на свободные концы ТП.

Для повышения чувствительности таких термометров иногда объединяют последовательно несколько термопар в *термобатарею* (рис. 8.5, б). При этом рабочие концы всех термопар находятся при температуре исследуемого объекта θ_1 , а свободные — при постоянной (или известной) температуре θ_2 . Суммарная выходная термоЭДС, естественно, будет равна сумме термоЭДС отдельных ТП.

Для нахождения разности температур двух объектов применяются так называемые *дифференциальные термопары*, которые состоят из двух встречно включенных ТП (рис. 8.5, в). Рабочие концы ТП имеют разную температуру (θ_A и θ_B), а свободные — одинаковую θ_2 . В результате выходное напряжение пропорционально разности температур.

В соответствии с общепринятой международной классификацией термоэлектрические преобразователи (термопары) разделяются на несколько типов в зависимости от применяемых материалов и характеристик. Характеристики некоторых основных типов ТП приведены в табл. 8.1.

Основные характеристики некоторых типов ТП

Тип ТП	Материал ТП	Диапазон измерения (кратковременно), °C	Коэффициент преобразования, мкВ/°C при 20 °C
<i>E</i>	Хромель — константан	−270...+1000	62
<i>J</i>	Железо — константан	−210...+1000 (1200)	51
<i>K</i> (ТХА)	Хромель — алюмель	−200...+1000 (1372)	40
<i>R</i> (ТПП)	Платина — платинородий (13 % родия)	−50...+1500 (1700)	7
<i>S</i> (ТПП)	Платина — платинородий (10 % родия)	−50...+1600 (1768)	7
<i>T</i> (ТМК)	Медь — константан	−270...+400	40

Отметим, что в нашей стране приборостроительными фирмами ТП типа *E* и *J* не выпускаются.

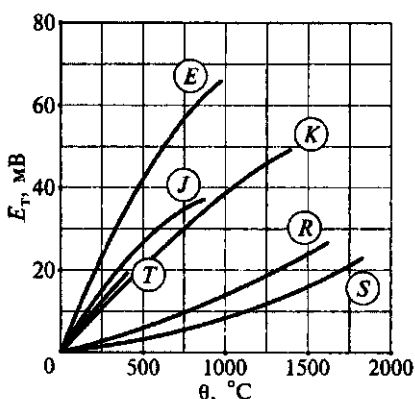


Рис. 8.6. Характеристики некоторых типов ТП:

E — хромель—константан; *J* — железо — константан; *K* — хромель—алюмель; *R* — платина—платинородий (13 % родия); *S* — платина—платинородий (10 % родия); *T* — медь—константан

Графическая иллюстрация характеристик основных типов ТП приведена на рис. 8.6. Наглядно видно, какие типы обеспечивают наибольший диапазон измерения, максимальную чувствительность или наилучшую линейность.

В практике типовых температурных измерений чаще всего используются ТП трех типов: *J*, *K*, *T*. Термопары типа *J* имеют минимальную стоимость, высокую чувствительность, умеренную точность, но не могут (не должны) использоваться длительное время при экстремальных температурах (выше 1000 °C), так как нарушается их градуировочная характеристика. Термопары типа *K* характеризуются средней стоимо-

стью, средней точностью, хорошей чувствительностью и широким диапазоном температур (до 1300°C). Именно этот тип ТП является наиболее распространенным. *Термопары типа Т* имеют среднюю стоимость, среднюю чувствительность, высокую точность. Они удобны для работы с невысокими температурами.

Для работы при высоких температурах и/или в условиях действия агрессивных сред применяются *ТП типов R и S*.

Термисторы. Существует особый класс датчиков — полупроводниковые термометры сопротивления, имеющие значительно больший, чем обычные ТС, температурный коэффициент сопротивления, равный $1 \dots 20 \text{ } 1/^{\circ}\text{C}$, причем знак этого коэффициента может быть как положительным (у позисторов), так и отрицательным (у термисторов). Это обеспечивает значительно более высокую чувствительность термометров на их основе. Основные преимущества: малые габариты и масса (и, следовательно, малая тепловая емкость и тепловая инерционность), простота конструкции и, следовательно, хорошие надежность и механическая прочность, а также — низкая цена. Основные недостатки этих преобразователей: сравнительно узкий диапазон измеряемых температур (типично $-50 \dots +150^{\circ}\text{C}$), значительная нелинейность преобразования (сопротивление термисторов с ростом температуры уменьшается примерно по экспоненциальному закону), плохая повторяемость характеристики преобразования от экземпляра к экземпляру (что означает необходимость индивидуальной градуировки и затрудняет замену датчиков даже одного типа), значительная временная нестабильность характеристики, особенно при длительной работе на высоких температурах.

Интегральные полупроводниковые датчики. Интегральные датчики появились сравнительно недавно благодаря успехам микроэлектроники. Эти датчики обеспечивают выходной сигнал (напряжение или ток), практически линейно зависящий от температуры θ . Схемы подключения этих датчиков к собственно измерителю показаны на рис. 8.7.

На рис. 8.7, а приведена схема подключения интегрального датчика напряжения. Выходное напряжение $U = f(\theta)$ датчика через

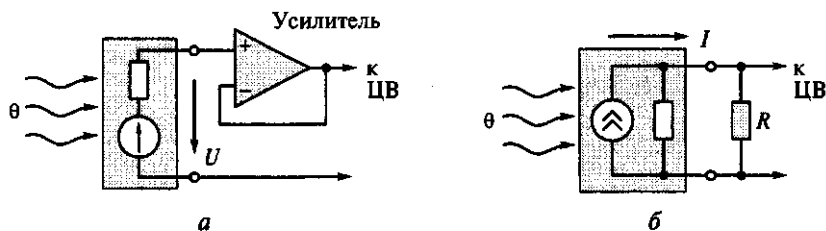


Рис. 8.7. Подключение интегральных полупроводниковых датчиков:

а — напряжения; б — тока

усилитель-повторитель подается на вход цифрового вольтметра ЦВ или аналого-цифрового преобразователя АЦП, преобразующего это напряжение, пропорциональное температуре, в цифровой код. Чувствительность таких датчиков обычно $10 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$.

Рис. 8.7, б иллюстрирует подключение интегрального датчика тока. Выходной ток $I = f(\theta)$ датчика преобразуется посредством резистора R в пропорциональное напряжение и также подается на вход ЦВ или на вход АЦП, преобразующего далее это напряжение в цифровой код. Типичная чувствительность таких датчиков обычно составляет $1 \text{ мкА}/^\circ\text{С}$.

Сравнение возможностей различных датчиков. Сравнить возможности различных датчиков температуры позволяет диаграмма на рис. 8.8, где показаны ориентировочные диапазоны применения наиболее распространенных первичных измерительных преобразователей температуры: термометров сопротивления — платиновых (ТСР) и медных (ТСМ); термоэлектрических преобразователей — термопар различных типов; термисторов; интегральных полупроводниковых датчиков и кварцевых резонаторов.

Для динамических измерений температуры и регистрации быстроменяющихся тепловых процессов важным параметром является тепловая инерционность термоэлектрических преобразователей, которая в основном определяется конструкцией датчика и особенно — устройством его защитной арматуры. В экспериментах с быстроменяющейся температурой, если не учитывать это обстоятель-

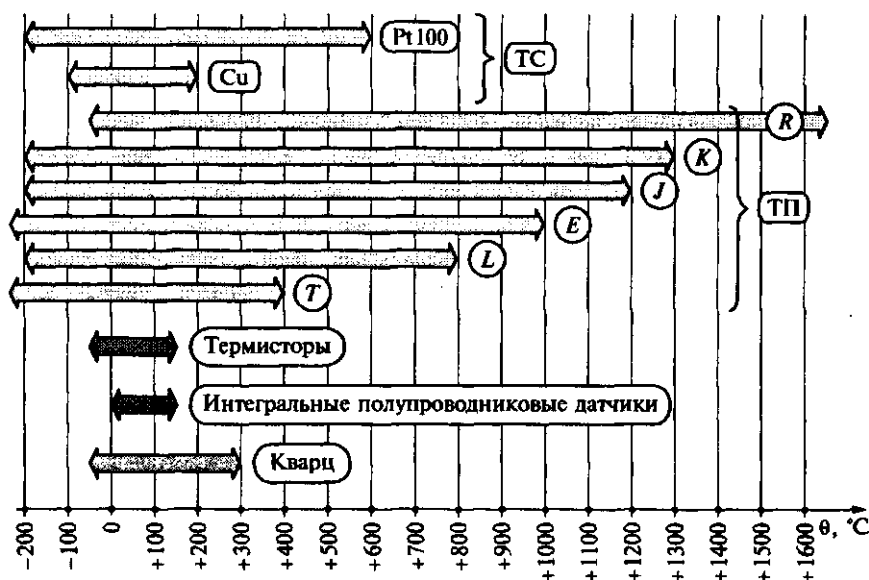


Рис. 8.8. Типичные диапазоны применения датчиков различных типов

ство, возможны значительные динамические погрешности. Это особенно важно для регистраторов и измерителей температуры, работающих в составе систем управления, где, как правило, необходимо обеспечение режима так называемого реального времени. Значение времени реакции датчиков на скачкообразное изменение температуры (времени достижения уровня 99 % асимптотического значения) лежит в диапазоне от единиц секунд до десятков минут. В отдельных специальных разработках конструкций термометров сопротивления (пленочных) и термисторов могут быть достигнуты времена реакции термисторов в десятые доли секунды.

Устройство и характеристики цифрового термометра. Рассмотрим один из наиболее распространенных вариантов устройства цифрового термометра (ЦТ), входным датчиком которого является ТП.

На рис. 8.9 приведена упрощенная структура контактного ЦТ, которая, естественно, напоминает структуру любого цифрового измерительного прибора.

Термопара подключается ко входу усилителя, назначение которого поднять уровень входного сигнала с единиц-десятков милливольт до единиц вольт. Аналого-цифровой преобразователь АЦП преобразует усиленный сигнал ТП в цифровой код, пропорциональный уровню термоЭДС и, следовательно, значению измеряемой температуры. В автономных ЦТ, как правило, применяются АЦП, использующие интегрирующие методы преобразования, обеспечивающие высокие точность, чувствительность, разрешающую способность, высокое подавление периодических помех общего и нормального вида, уровень которых может быть значительным. Выходной код АЦП запоминается (и затем некоторое время хранится) в регистре и выводится на цифровой индикатор (цифровое отсчетное устройство). Микропроцессорный контроллер управляет работой всех узлов прибора. Он же выполняет функцию линеаризации характеристики ТО. С помощью клавиатуры оператор задает режимы работы. В структуре прибора может присутствовать интерфейс для обмена информацией с внешними цифровыми

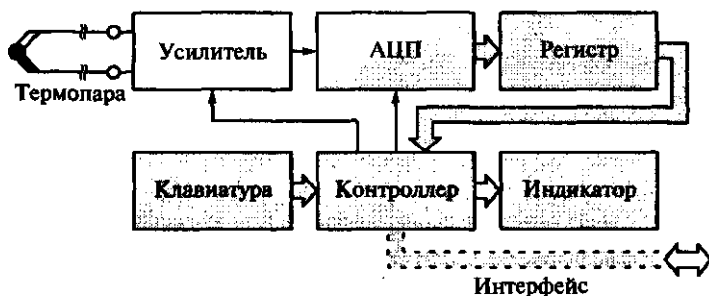


Рис. 8.9. Структура контактного цифрового термометра

устройствами (например, для передачи результатов регистрации в персональный компьютер и/или в систему автоматизированного управления).

Известны модели многоканальных ЦТ (чаще двухканальных). Отличие этих приборов — наличие коммутатора входных ТП, который позволяет поочередно подключать датчики ко входу усилителя. Двухканальные ЦТ обычно имеют режим измерения разности температур. Такие приборы называются дифференциальными термометрами.

Современные ЦТ отличаются малыми габаритами (Hand-held — «удерживаемые в ладони») и массой (100...500 г), сравнительно низкой стоимостью, достаточно высокими метрологическими и эксплуатационными характеристиками.

Основные технические характеристики типичного ЦТ

Диапазон измеряемых температур (для наиболее распространенных термопар типа К), °С	–200...+1000
Инструментальная основная абсолютная погрешность (без учета погрешности конкретной термопары)	±(0,2 % результата измерения + 0,5 °С)
Дополнительная погрешность при отклонении температуры окружающей среды от номинальной 20 °С (или 23 °С для некоторых зарубежных моделей)	±(0,01 % результата измерения + 0,05 °С) на каждый 1 °С отклонения от номинальной температуры
Чувствительность, °С	0,1 ... 1,0
Разрядность АЦП, бит	10...12
Диапазон рабочих температур, °С	0...+50
Питание	Батарея 9 В
Продолжительность непрерывной работы от одного комплекта источников питания, ч	30
Число входных каналов	1...2

Возможна работа прибора с термопарами различных типов (например, К, J, Т). Прибор имеет цифровой жидкокристаллический индикатор, простую понятную клавиатуру, размещен в пыле-влагозащищенном противоударном корпусе. Укомплектован несколькими термопарами различного конструктивного исполнения (для поверхностного измерения, воздушные, погружные, магнитные и др.).

Специфика контактных измерений температуры. Даже при очень точном измерителе (регистраторе) температуры можно получить

большую погрешность результата из-за неправильной организации эксперимента, неудачной (неграмотной) установки датчиков на объекте. При контактных измерениях температуры поверхности необходимо учитывать следующие важные обстоятельства.

1. Если контакт датчика с объектом недостаточно хорош, мала площадь соприкосновения, то может иметь место слабая теплопередача от объекта к датчику. При этом в общем случае могут также возникать нежелательные тепловые потоки вдоль корпуса зонда (защитного чехла), которые также искажают результат измерения.

2. Датчик, установленный на поверхности объекта, в общем случае испытывает не только влияние интересующей экспериментатора температуры, но и температуры окружающей среды. Чем больше разница этих температур, тем сильнее может отличаться результат измерения от ожидаемого (от истинного) значения. Кроме того, может сказываться естественная конвекция воздуха вокруг датчика.

3. Если теплоемкость объекта мала (масса и габариты невелики как, например, в случае исследования температуры поверхности контактной клеммы низковольтного маломощного электропривода), то возможно сильное влияние датчика (особенно массивного) на температуру исследуемого объекта (искажение режима объекта). Это приводит к появлению значительной погрешности взаимодействия в статических измерениях и к заметной динамической погрешности при изменениях температуры объекта.

4. Если интересует температура горячей воды, текущей внутри трубопровода, и есть результат измерения температуры внешней поверхности этого трубопровода, то необходимо отдавать себе отчет в том, что это не одно и то же. Разность результата измерения и фактической температуры воды может быть весьма значительной (несколько градусов).

Классическим примером проявления этих эффектов может служить эксперимент по определению температуры θ_4 потока вещества (например, горячей воды), текущего внутри трубопровода, по результатам контактного измерения температуры θ_2 доступной внешней поверхности трубы при температуре окружающей среды θ_1 (рис. 8.10).

Поскольку датчик (термопара, термометр сопротивления или термистор) в общем случае испытывает влияние значительно различающихся температур (температуры внешней поверхности трубы θ_2 и температуры окружающего воздуха θ_1), то в результате измерения можно получить некое усредненное (интегральное) значение, сильно отличающееся от истинного значения температуры θ_2 . И совсем не будет похож этот результат на фактическое значение температуры θ_4 собственно потока среды, интересующей специалиста. Основные причины такого искажения результата — наличие значительного градиента (разницы) температур внешней

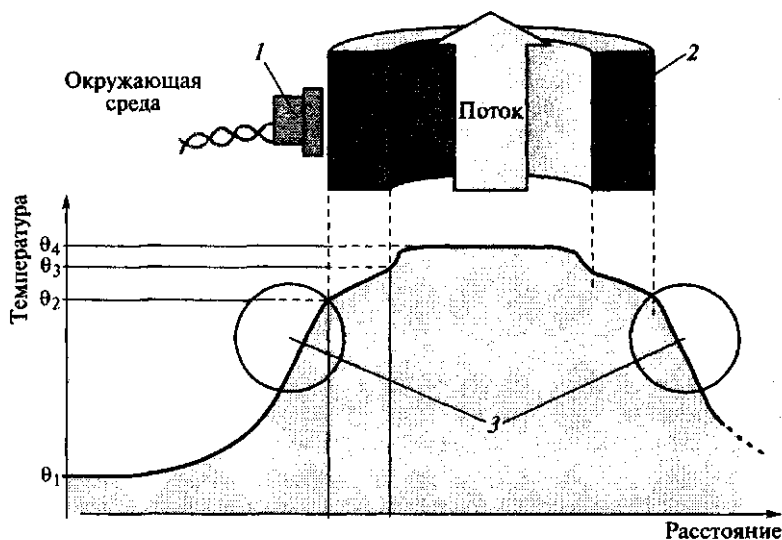


Рис. 8.10. Распределение температуры в пространстве:

θ_1 — температура окружающей среды; θ_2 — температура внешней поверхности трубы; θ_3 — температура внутренней поверхности трубы; θ_4 — температура потока; 1 — датчик; 2 — трубопровод; 3 — зоны высокого градиента температур

стенки и окружающей среды и заметный градиент температур между внешней и внутренней стенками трубопровода.

Понятно, что для получения достаточно точных результатов при организации экспериментов по контактному измерению температуры необходимо тщательно продумывать установку датчиков на поверхности объекта, представлять возможное распределение температур. Можно сформулировать некоторые типовые рекомендации по организации подобных экспериментов. Важно обеспечить хороший *тепловой контакт* датчика с объектом. *Поверхность* (площадь) *соприкосновения* датчика с объектом должна быть *максимально возможной*. Желательно использовать *теплопроводящие пасты*, улучшающие теплопередачу от объекта к датчику. Необходимо позаботиться о *теплоизоляции датчика* в целях максимального уменьшения влияния окружающей среды. Применение даже простых подручных средств может дать хороший эффект (стекловата, обычная сухая ткань, резина и т. п.). При статических измерениях полезно дождаться *установившегося режима*, т. е. не торопиться фиксировать результат. При исследовании объектов с малой массой или быстропротекающих процессов необходимо использовать датчики с *малой собственной массой*, особенно в экспериментах, где важна малая динамическая погрешность.

Конечно, температуру внешней (доступной) поверхности трубопровода можно измерить с высокой точностью, но установить

связь ее с температурой содержимого гораздо важнее (и одновременно сложнее). Следует попытаться определить эту связь теоретически (с помощью хотя бы грубой модели) или экспериментально, например, используя (там, где это возможно) стационарные термометры, погруженные в поток.

8.1.2. Бесконтактные методы и средства измерений

Бесконтактные (Non-Contact) измерения температуры незаменимы в тех случаях, когда нежелательно, невозможно, сложно, и/или опасно обеспечить механический контакт датчика с объектом измерения.

Не так легко определить температуру находящегося в движении объекта, например, быстро движущейся бумажной ленты, или вращающегося барабана бетономешалки, или потока горячего асфальта. Иногда поверхность объекта, температура которого интересует, недоступна и/или небезопасна (например, при оценке перегрева контактного соединения воздушной линии электропередачи или высоковольтного трансформатора).

Другая ситуация: объект исследования имеет малые габариты и массу (и, следовательно, малую теплоемкость) и использование контактных термометров привело бы к очень большой методической погрешности (погрешности взаимодействия) за счет значительного количества тепла, отнимаемого датчиком прибора от объекта и, как следствие, недопустимого искажения режима его работы и, естественно, результата измерения. Особенно сильно это проявлялось бы при необходимости исследования достаточно быстрых изменений температуры исследуемого объекта малой массы, например, в случае оценки температуры миниатюрных электронных узлов.

Бесконтактные методы и средства измерения температуры являются так называемыми неинвазивными, т.е. не требуют вмешательства в ход технологического процесса, не создают проблем с установкой датчиков, не требуют контакта с объектом исследования, не порождают погрешностей взаимодействия инструмента с объектом и некоторых других неприятностей.

Еще один класс задач, где использование бесконтактных методов и средств не только целесообразно, но и неизбежно (так как не имеет альтернативы) — измерение сверхвысоких температур (например, измерение температуры расплавленных металлов). Возможная верхняя граница контактно измеряемых температур составляет $+2000 \dots +2500$ °С, поэтому измерения более высоких температур производят только бесконтактными методами.

Бесконтактные методы измерения реализованы в различных инфракрасных (ИК) средствах измерения (InfraRed Instrumentation) — термометрах и измерительных преобразователях, а также в

оптических (Optical) термометрах — пирометрах. Инфракрасные измерители обеспечивают измерение температур в широком диапазоне температур: $-50 \dots +5000^\circ\text{C}$. Оптические термометры (пирометры) принципиально пригодны лишь для измерения очень высоких температур, при которых поверхность объекта уже видимо светится ($+600^\circ\text{C}$ и выше). Кроме того, точность и чувствительность измерения оптическими термометрами невысоки.

Важными достоинствами ИК-термометров являются широкие диапазоны измеряемых температур, достаточно высокая точность, чувствительность и быстродействие, хорошие эксплуатационные характеристики, сравнительно невысокая стоимость. Однако не так просто реализовать основные преимущества ИК-термометров — для достоверного результата измерения требуются достаточно высокая квалификация пользователя, знание специфики ИК-измерений, определенный опыт практических обследований.

Оптическое излучение. Любое тело, обладающее температурой выше абсолютного нуля (-273°C), имеет тепловое излучение. С ростом температуры увеличиваются амплитуда и частота колебаний молекул вещества тела. Человек своими органами чувств воспринимает тепло (осознанием) и свет (зрением). Физическая природа колебаний одна и та же (тепловая), но частота колебаний различна и зависит от конкретной степени нагретости объектов. При температуре $600 \dots 1000^\circ\text{C}$ и выше (в зависимости от материала объекта) некоторое количество энергии тела излучается в видимой глазом части спектра.

В физике используется понятие «оптическое излучение», соответствующее электромагнитному излучению с длинами волн λ , расположенными в диапазоне $1 \text{ нм} \dots 1 \text{ мм}$. Этот диапазон делится на три части. Рис. 8.11 иллюстрирует соотношение поддиапазонов ИК-излучения, видимого В, ультрафиолетового УФ и соседних излучений. Верхняя ось абсцисс показывает значения частот F , ниж-

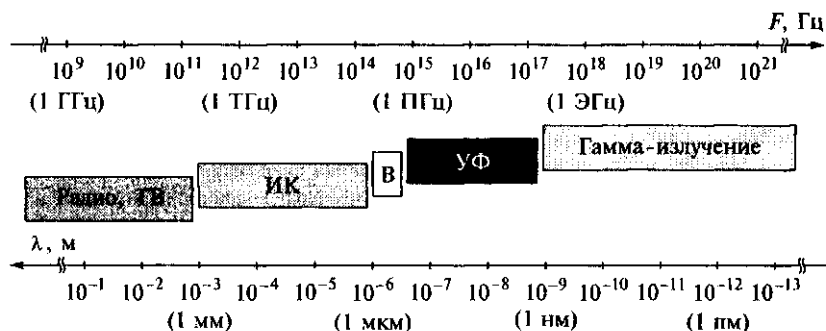


Рис. 8.11. Диапазоны частот F и длин волн λ различных излучений (в логарифмическом масштабе)

няя — соответствующие частотам значения длин волн λ (в логарифмическом масштабе).

Диапазон длин волн λ ультрафиолетового излучения составляет 1,0 нм...0,38 мкм. Диапазон длин волн λ видимого излучения — 0,38...0,76 мкм. Диапазон длин волн λ ИК-излучения — 0,76...1000 мкм.

Устройство ИК-термометра. Методы и приборы бесконтактного ИК-измерения основаны на количественной оценке инфракрасного (теплого) излучения объекта. Тепловое излучение обладает практически теми же свойствами, что и видимый человеком свет: распространяется прямолинейно, способно отражаться, преломляться, проникать сквозь некоторые тела, может быть сфокусировано оптической системой линз (не обязательно прозрачных) и т.п.

На рис. 8.12 показана упрощенная структура ИК-термометра.

Тепловое излучение поверхности объекта объективом прибора фокусируется на приемник, в роли которого часто выступает термопара. ТермоЭДС термопары усиливается усилителем $Ус$, преобразуется аналого-цифровым преобразователем АЦП в цифровой код, который некоторое время хранится в запоминающем регистре $Рг$ и представляется на индикаторе результатом измерения. Объектив ИК-измерителя одновременно выполняет функцию полосового фильтра частот.

Инфракрасный измеритель может также содержать узлы связи (аналоговой или цифровой) с внешними устройствами. На рис. 8.12 показаны аналоговый АВ и цифровой ЦВ выходы. Наличие у ИК-термометра выхода аналогового сигнала, пропорционального текущему значению измеряемой температуры, позволяет подключить прибор к внешнему аналоговому самопишущему прибору или к цифровому измерительному регистратору.

Для задач длительного мониторинга применяются также ИК измерительные преобразователи. Эти устройства не имеют индикатора, их выходной аналоговый сигнал представлен пропорциональным измеряемой температуре током (например, 4...20 мА) или напряжением (например, 0...5 В). Они предназначены для ра-

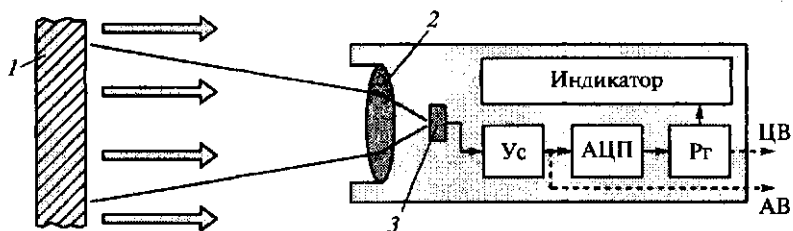


Рис. 8.12. Упрощенная структура ИК-термометра:

1 — объект; 2 — объектив; 3 — приемник

боты совместно с показывающими приборами или регистраторами в составе измерительных установок, комплексов или систем.

Специфика применения ИК-измерителей. При бесконтактных измерениях температуры с помощью ИК-термометров или преобразователей необходимо иметь в виду некоторые важные особенности.

Поскольку количество излучаемой объектом энергии зависит не только от температуры, но также и от качества поверхности тела, то для обеспечения достоверных результатов необходимо знать (или заранее экспериментально определить) значение коэффициента излучения (Emission) поверхности конкретного объекта ϵ . Абсолютно черное тело ($\epsilon = 1$) гораздо лучше «отдает» теплоту, чем объект с блестящей гладкой поверхностью. Перед началом измерения необходимо ввести в прибор значение поправки, соответствующей свойствам материала поверхности объекта, и тогда прибор автоматически будет корректировать показания, компенсируя недостаточную излучающую способность исследуемой поверхности. Такие поправки (так называемые поправки на «неполную черноту») обычно приводятся в Инструкции по эксплуатации или в паспорте ИК-прибора.

Если материал поверхности конкретного исследуемого объекта не описан в таблице поправок (коэффициентов излучения ϵ) прибора, то можно оценить значение необходимой поправки экспериментально, например следующим образом. В тех случаях, когда это возможно, нужно измерить температуру исследуемой поверхности контактным термометром. Затем, перебирая разные значения поправки ИК-термометра, следует добиться одинаковых показаний обоих приборов.

Инфракрасные термометры не рекомендуется использовать при исследовании блестящих, полированных поверхностей, неокисленных металлов типа хрома, алюминия, нержавеющей стали, латуни и т. п. Если исследуемая поверхность обладает малой излучающей способностью, целесообразно покрыть ее тонким слоем матовой черной краски или сажи. Это не повлияет на фактическую температуру поверхности, однако позволит повысить достоверность результатов, так как увеличит излучающую способность до $\epsilon = 0,9 \dots 0,96$.

Следует помнить, что значение коэффициента излучательной способности зависит не только от качества поверхности, но и от температуры объекта.

Отношение расстояние/диаметр мишени. Оптическое взаимодействие ИК-термометра (преобразователя) с поверхностью объекта определяется основанием конуса. Чем больше расстояние L до объекта, тем больше размеры (в частном случае диаметр D) и площадь зоны (мишени), с которой воспринимается излучение. Возможности оптики конкретного ИК-прибора определяются отношением

расстояние/диаметр (L/D) для плоскости мишени, перпендикулярной оси объектива (рис. 8.13). Иногда эта характеристика называется «показателем визирования».

Для различных ИК-устройств при одном и том же удалении от объекта диаметры мишени на поверхности будут различны. Например, при расстоянии $L = 1$ м для измерителя с отношением $L/D = 100/1$ диаметр мишени $D_1 = 1,0$ см; для прибора с отношением $L/D = 40/1$ диаметр мишени $D_2 = 2,5$ см; для прибора с отношением $L/D = 8/1$ диаметр мишени $D_3 = 12,5$ см. Чем больше это отношение, тем более мелкие фрагменты поверхности можно обследовать автономно.

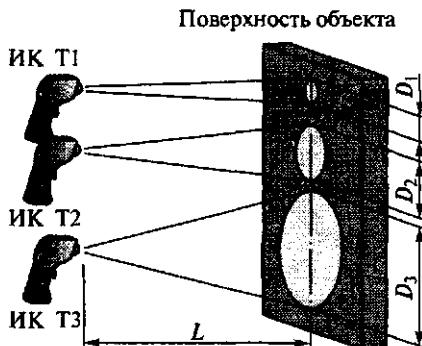


Рис. 8.13. Отношение расстояние/диаметр

Интегральная температура. Необходимо учитывать, что ИК-измеритель воспринимает некую интегральную излучаемую энергию, т.е. оценивает интегральную (усредненную) температуру, характеризующую всю площадь зоны контроля (мишени). И если объект меньше размеров мишени, то результат измерения может быть сильно искажен за счет влияния температуры фона (которая может быть как гораздо больше, так и заметно меньше температуры интересующего объекта). На рис. 8.14 показан пример возможной ситуации, результат измерения в которой будет сильно отличаться от ожидаемого (правильного) значения температуры.

Например, показания ИК-термометра, направленного на трубопровод системы горячего водоснабжения, составили $\theta = 40^\circ\text{C}$, хотя температура трубопровода (та, что собственно и интересует

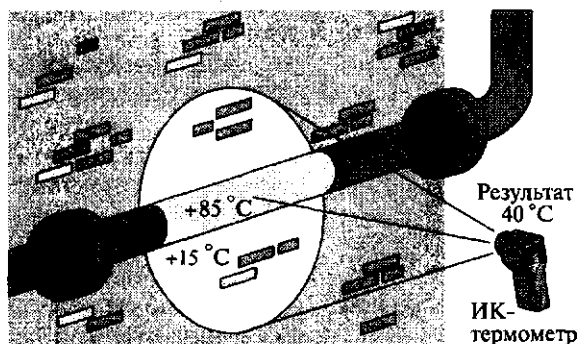


Рис. 8.14. Влияние температуры фона

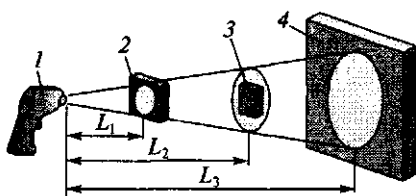


Рис. 8.15. Соотношение размеров объектов и мишени:

1 — ИК-термометр; 2 — объект 1; 3 — объект 2; 4 — объект 3

нас в данном эксперименте) равна $+85^{\circ}\text{C}$, а температура фона (стены) $+15^{\circ}\text{C}$.

Если есть возможность выбирать из нескольких ИК-инструментов, то необходимо использовать такой, соотношение расстояние/диаметр которого позволяет избавиться от влияния ненужных фрагментов (от интегральной температуры), т.е. измерять только температуру интересующего нас фрагмента.

Если имеется только один прибор, то необходимо выбирать такое расстояние до исследуемого объекта, чтобы размеры мишени были не больше размеров интересующего нас фрагмента объекта. На рис. 8.15 показаны некоторые возможные варианты соотношения размеров объектов и мишени.

Очевидно, что второй случай (расстояние до объекта L_2) — пример неудачного выбора расстояния, так как зона контроля (мишень) при этом имеет большую площадь, чем объект, и прибор неизбежно отреагирует и на окружающий фон. Первый случай (расстояние до объекта L_1) — пример предельного расположения, т.е. максимально возможного расстояния, необходимого для обеспечения корректного результата для данных размеров объекта. Третий случай (L_3) — наиболее предпочтительный вариант. Общая рекомендация: если возможно, то следует выбирать такое расстояние до исследуемого объекта, при котором размеры объекта были бы примерно вдвое больше мишени (зоны контроля).

Суммарное излучение. В общем случае воспринимаемое ИК-термометром излучение складывается из трех составляющих: *собственно излучения поверхности объекта, отраженного излучения других объектов (источников), а также проникающего излучения источников, расположенных за объектом* (рис. 8.16).

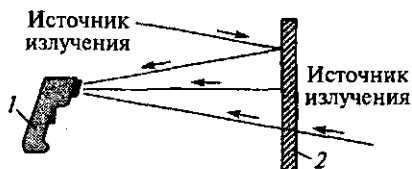


Рис. 8.16. Влияние побочных излучений:

1 — ИК-термометр; 2 — исследуемая поверхность

По возможности, следует избегать влияния этих нежелательных источников (или уменьшать их), так как они могут сильно повлиять на результат измерения. При работе с гладкими (шлифованными) поверхностями (например, полированный металл, стекло, вода) для уменьшения влияния отраженных тепловых излучений других источников необходимо направлять ИК-термо-

метр так, чтобы его оптическая ось была перпендикулярна исследуемой поверхности.

Инерционность ИК-измерителей. В большинстве случаев измерения ИК-приборами можно выполнять существенно быстрее, чем контактными, поскольку нет затрат времени на установку датчиков, на ожидание установления процесса теплообмена между объектом и датчиком.

Типичный выигрыш в быстродействии — десятки—сотни раз. Например, установка термопары на трубопровод, обеспечение теплоизоляции, достижение установившихся показаний прибора может потребовать 10 ... 20 мин, а для получения результата ИК-измерения достаточно 5 ... 10 с.

Особенно ярко это преимущество проявляется в экспериментах, где требуется выполнить множество однотипных измерений, например при обследовании системы теплоснабжения многоэтажного дома, когда необходимо определять значения температуры в десятках—сотнях точек.

Однако необходимо помнить, что у входного датчика (приемника) ИК-термометра тоже существует определенная тепловая инерционность, и может потребоваться несколько секунд (а может быть и десятков секунд) для установления показаний при переходе от поверхности с высокой (например, близкой к максимально возможной) температурой к поверхности с низкой температурой.

Особенно важно знать инерционность измерителя при регистрации быстроменяющихся температур.

Лазерные указатели. Работая с обычным простым (дешевым) ИК-термометром (не имеющим лазерного указателя — рис. 8.17, а), не всегда можно четко представить себе контур и расположение зоны излучения (мишени).

В этом случае возможна значительная ошибка в определении температуры.

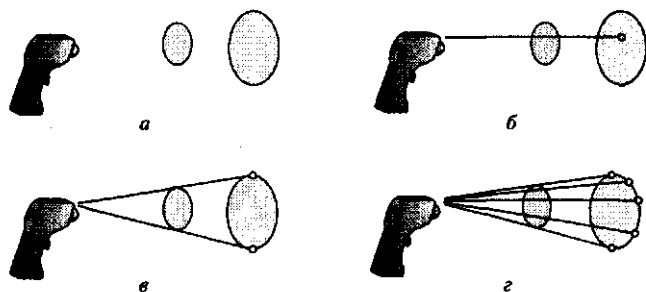


Рис. 8.17. Варианты организации лазерных указателей:

а — без указателя; б — один луч; в — два луча; г — 8 лучей

Для уверенного определения центра, границ, размеров этой зоны предназначены лазерные указатели (иногда называемые прицелами).

Эти приспособления заметно облегчают точное наведение объектива прибора на требуемый участок поверхности, позволяют правильно выбрать расстояние до объекта, в некоторых случаях показывают даже контур зоны.

В современных моделях ИК-термометров используются разные варианты организации лазерных указателей (прицелов).

Простейший случай (рис. 8.17, б) — один лазерный луч, показывающий на исследуемой поверхности середину (реже — верхний край) мишени.

Второй вариант (рис. 8.17, в) — более удобный — два расходящихся луча, показывающих на изучаемой поверхности концы диаметра круга мишени.

Третий вариант (рис. 8.17, г) — многолучевой (конечно, самый удобный, но и самый дорогой). В этом варианте множество расходящихся лучей (например, 8) светящимися точками однозначно отображают на поверхности круговой образ мишени.

Необходимо знать, что включение лазерных прицелов значительно увеличивает мощность потребления прибора (примерно в 5...10 раз), поэтому целесообразно отключать этот режим всякий раз, когда в его использовании нет необходимости. Кроме того, при выборе и покупке ИК-измерителя полезно помнить, что наличие лазерного указателя заметно увеличивает стоимость прибора, особенно, если этих указателей несколько. Следует помнить также, что лазерный целеуказатель является источником опасного для глаз излучения и поэтому требует соблюдения особых правил эксплуатации.

Режимы запоминания значений. Многие современные модели ИК-термометров имеют полезные режимы определения и фиксации максимального, минимального и среднего значений температуры, которые имели место за время эксперимента, с возможностью последующего просмотра.

Кроме того, есть приборы с режимами определения значений температуры, превышающих значение заданного оператором порога (уставки).

Это позволяет, выполняя сканирование исследуемой поверхности, легко найти участки поверхности с температурой, выше заданной.

Аналогичным образом можно обеспечить поиск участков с температурой ниже запрограммированной уставки. При этом обычно появление результатов измерения, которые выше или ниже уставки (в зависимости от заданного режима), сопровождается звуковым сигналом, дополнительно обращающим внимание на состоявшиеся события.

Примеры применения ИК-измерителей. ИК-термометр удобно использовать при обследовании состояния электрических контактов, плавких вставок, соединительных проводников в различных электрических силовых распределительных устройствах и т. п. На рис. 8.18 показан пример определения температуры контактных соединений, находящихся под высоким напряжением. Таким способом можно быстро и, главное, безопасно проверить множество контактов, выявить среди них перегревающиеся соединения и предотвратить тем самым аварийные ситуации.

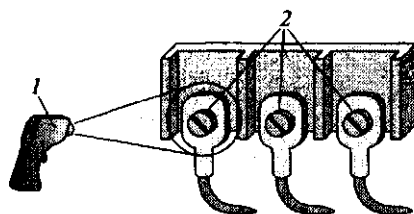


Рис. 8.18. Измерение температуры контактных соединений:

1 — ИК-термометр; 2 — контактные соединения

ИК-техника позволяет легко обследовать электропривод. Перегрев двигателей, температуру подшипников удобно измерять с помощью ИК-приборов и преобразователей (рис. 8.19). В этом случае, как и в предыдущем примере, ИК-термометр можно также использовать для оценки температуры электрических соединений.

В целях получения общей картины температурного поля можно использовать ИК-термометр для сканирования как неподвижных, так и движущихся поверхностей и предметов (рис. 8.20).

ИК-термометром можно измерять и температуры ниже 0°C . Есть модели, способные измерять температуры от -50°C . Но при этом следует помнить, что сам прибор (как и большинство миниатюрных приборов с малопотребляющим жидкокристаллическим индикатором) обычно имеет диапазон рабочих температур $0...+40^{\circ}\text{C}$. Поэтому для нормальной работы необходимо не допускать переохлаждения самого прибора.

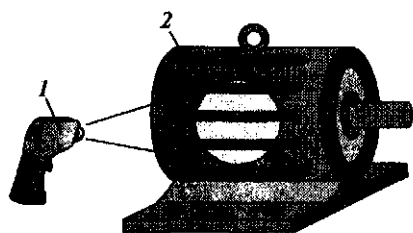


Рис. 8.19. Оценка состояния электропривода:

1 — ИК-термометр; 2 — двигатель

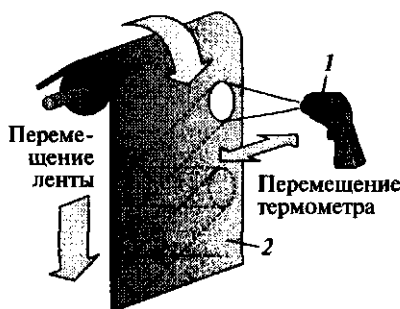


Рис. 8.20. Сканирование движущихся поверхностей:

1 — ИК-термометр; 2 — лента



Рис. 8.21. Аналоговая регистрация температуры:

1 — ИК-термометр; 2 — аналоговый самопишущий прибор

Все модели ИК-преобразователей и многие модели ИК-термометров имеют выход аналогового сигнала, пропорционального результату измерения. Поэтому можно легко организовать длительную регистрацию изменяющейся температуры поверхности объекта с помощью аналоговых или цифровых измерительных регистраторов.

Аналоговый сигнал ИК-термометра или преобразователя может быть подан на вход самопишущего прибора (рис. 8.21). Внешний прибор, к которому подключается ИК-измеритель (выходным сигналом которого является напряжение), должен иметь достаточно высокое входное сопротивление (обычно не менее 100 кОм).

Может быть использован и цифровой измерительный регистратор (логгер) (рис. 8.22). В этом случае (в отличие от использования аналоговых самописцев) по окончании эксперимента массив цифровых данных переписывается в персональный компьютер для последующей автоматизированной обработки и представления информации.

Некоторые типы измерителей имеют даже выход цифрового сигнала (кода текущего результата измерения), что позволяет сразу передавать информацию в персональный компьютер для анализа и представления данных.

При регистрации быстроменяющихся температур важно учитывать инерционность измерителя. Типичное время установления показаний ИК-измерителей составляет 1...10 с.

Интересным и перспективным направлением развития инфракрасной термометрии является *тепловидение* (или термовидение, или термография). Тепловизионная техника позволяет получить растровое изображение поверхности объекта — термограмму, по которой, как по фотографии, можно оценить значения температуры отдельных фрагментов поверхности.

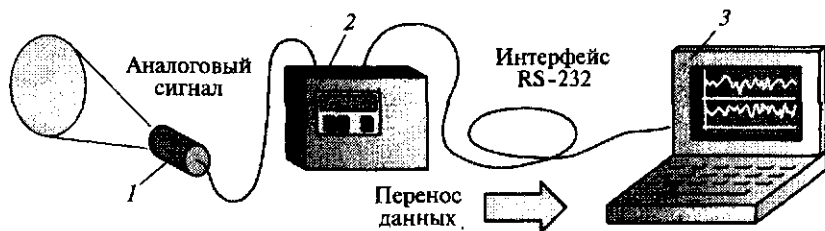


Рис. 8.22. Цифровая регистрация температуры:

1 — ИК-преобразователь; 2 — цифровой регистратор; 3 — компьютер

8.2. ИЗМЕРЕНИЕ ДАВЛЕНИЯ

Наряду с температурой и расходом давление является одной из важнейших физических величин, измеряемой в различных областях человеческой деятельности. Методы и средства измерения давления основаны на использовании различных физических явлений, как давно известных, так и открытых сравнительно недавно.

8.2.1. Основные понятия

Давление есть отношение силы к площади. Наиболее понятное проявление физической силы — это вес тела. Как известно, вес тела, т.е. сила F , с которой тело стремится вниз (давит на поверхность), определяется не только его массой m , но и ускорением свободного падения g :

$$F = mg.$$

На поверхности Земли в обычных условиях значение ускорения $g = 9,81 \text{ м/с}^2$.

На разных этапах исторического развития человечества физическая величина — сила (вес) выражалась различными единицами. Некоторые из них сохранились до сих пор: килограмм силы (кгс, ранее обозначавшийся кГ), дина. Сегодня основной единицей выражения силы в системе СИ является ньютон (Н):

$$1 \text{ Н} = 1 \text{ кг} \cdot \text{м/с}^2.$$

Рассмотрим проявление давления в природе. Воздух, окружающий планету Земля (атмосфера), хоть и кажется невесомым, имеет вполне определенную массу. Вследствие силы притяжения весь объем воздуха создает определенное атмосферное давление.

В соответствии с международной системой физических единиц за единицу давления принят паскаль (Па), который равен давлению, создаваемому силой в 1 ньютон (Н), равномерно распределенной на площади в 1 м^2 , т.е. $1 \text{ Па} = 1 \text{ Н/м}^2$. Однако обычно атмосферное давление измеряется в миллибарах [$1 \text{ мбар} = 0,001 \text{ бар} = 10^3 \text{ г/(см} \cdot \text{с}^2)$], миллиметрах ртутного столба (мм рт. ст.) или в гектопаскалях (гПа). При этом $1 \text{ мбар} = 1 \text{ гПа} = 100 \text{ Па}$; $1 \text{ мм рт. ст.} = 1,33 \text{ мбар} = 133,3 \text{ Па}$.

Плотность воздуха ρ не постоянна, а зависит от нескольких факторов, в частности от температуры, относительной влажности, давления. В зависимости от условий значение ρ может меняться в диапазоне $1,1 \dots 1,3 \text{ г/л}$. Для простоты будем считать плотность воздуха в нормальных условиях равной 1 г/л .

Таким образом, масса 1 л воздуха составляет примерно 1 г. Если представить этот объем воздуха (1 л) в виде столба высотой 10 м и

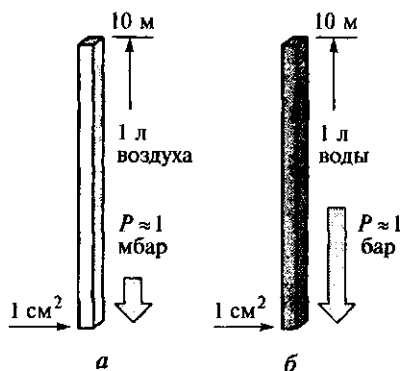


Рис. 8.23. Давление воздуха (а) и воды (б)

площадью в основании 1 см^2 (рис. 8.23, а), то создаваемое им давление

$$p = mg/1 \text{ см}^2 = \\ = (1 \text{ г} \cdot 9,8 \text{ м/с}^2)/1 \text{ см}^2 = \\ = 980 \text{ г/(с}^2 \cdot \text{см)} \approx 1 \text{ мбар.}$$

Вода имеет в 1000 раз большую плотность — 1 л воды имеет при нормальных условиях массу примерно 1 кг. Столб воды высотой 10 м и площадью в основании 1 см^2 создает давление (рис. 8.23, б):

$$p = mg/1 \text{ см}^2 = (1 \text{ кг} \cdot 9,8 \text{ м/с}^2)/1 \text{ см}^2 = 980 \text{ кг/(с}^2 \cdot \text{см)} \approx 1 \text{ бар.}$$

Существуют два исходных понятия физической величины «давление», отличающиеся точкой отсчета значения: абсолютное и относительное (дифференциальное). *Абсолютное* давление — это давление, отсчитываемое от абсолютного нуля (вакуума). *Дифференциальное* давление представляет собой разность (перепад) давлений.

Абсолютное давление $p_{\text{абс}}$ атмосферного воздуха на уровне моря составляет 1 бар. На высоте 1000 м над уровнем моря давление атмосферы меньше на 100 мбар и составляет 900 мбар (рис. 8.24).

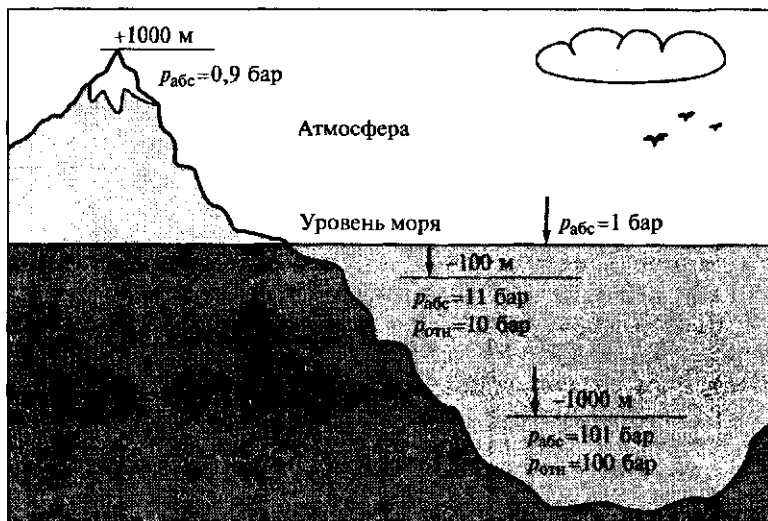


Рис. 8.24. Давление в природе

Под водой давление растет гораздо быстрее: на 1 бар на каждые 10 м. На глубине 100 м ниже уровня моря абсолютное давление $p_{\text{абс}}$ составляет 11 бар (10 бар — давление собственно воды плюс 1 бар — атмосферное давление воздуха). Относительное давление $p_{\text{отн}}$ (по отношению к давлению у поверхности воды) равно 10 бар. На глубине 1000 м абсолютное и относительное давления, соответственно, 101 и 100 бар.

8.2.2. Средства измерения давления

В настоящее время используются разнообразные методы и средства измерения давления. Средства измерения давления (манометры, вакуумметры, барометры) по физическим эффектам, положенным в основу принципа действия первичного измерительного преобразователя (датчика), делятся на несколько групп. Наибольшее распространение получили *жидкостные* (в которых измеряемое давление уравнивается давлением столба жидкости); *деформационные* (в которых значение деформации упругого чувствительного элемента пропорционально измеряемому давлению); *тензометрические* (основанные на тензометрическом эффекте материалов) средства измерения. Нас, конечно, будут интересовать только электрические методы и средства измерения давления. В свою очередь, электрические манометры делятся на *аналоговые* и *цифровые*. Первые — простые, достаточно надежные, дешевые приборы и потому широко распространены в задачах стационарных измерений на промышленных объектах. Цифровые манометры дают возможность организации автоматизированных измерений, позволяют решать как задачи длительной регистрации, так и задачи управления технологическими процессами.

Переход к электрическим выходным сигналам первичных преобразователей может быть организован по-разному. Для преобразования перемещения упругого элемента в электрический сигнал используются различные вторичные измерительные преобразователи: индуктивные/индукционные (меняется индуктивность катушки или взаимная индуктивность двух катушек), трансформаторные (меняется выходное напряжение трансформатора), резистивные (меняется сопротивление, например, тензодатчика), емкостные (меняется емкость датчика) и др. Рассмотрим некоторые из возможных вариантов преобразования давления в электрический сигнал.

Трансформаторные преобразователи. Один из вариантов перехода к электрическому выходному сигналу представлен на рис. 8.25.

В основе конструкции механической части — мембранная коробка 1, герметично разделенная на две части упругой мембраной 2. Под воздействием разности входных давлений p_1 и p_2 , поступающих в обе части коробки 1, мембрана 2 прогибается, перемещая при этом сердечник 3 дифференциального трансформаторного

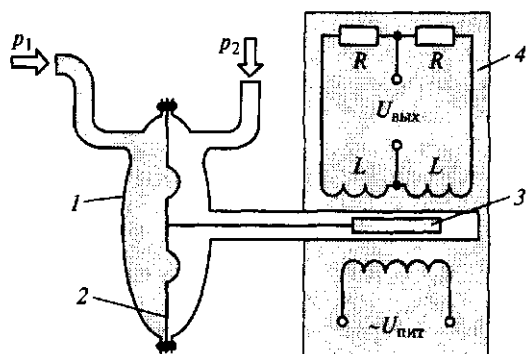


Рис. 8.25. Манометр с электрическим выходным сигналом:

1 — мембранная коробка; 2 — мембрана; 3 — сердечник; 4 — дифференциальный трансформаторный преобразователь

преобразователя 4. Перемещение сердечника изменяет исходное равновесие мостовой схемы, образованной двумя одинаковыми половинами L вторичной обмотки трансформатора и двумя равными резисторами R . При этом выходной сигнал моста $U_{\text{вых}}$ изменяется пропорционально перемещению сердечника и, следовательно, измеряемому давлению или разности давлений p_1 и p_2 . Это выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ можно просто измерить вольтметром переменного напряжения.

Тензометрические преобразователи. Сегодня все большее распространение находят манометры с тензометрическими чувствительными элементами, которые закреплены на деформируемых под воздействием измеряемого давления поверхностях.

Тензометрический эффект проявляется в изменении электрического сопротивления проводников (или полупроводников) при изменении геометрии (например, при изгибе) проводника. Тензорезисторы часто выполняются из тонкой металлической фольги

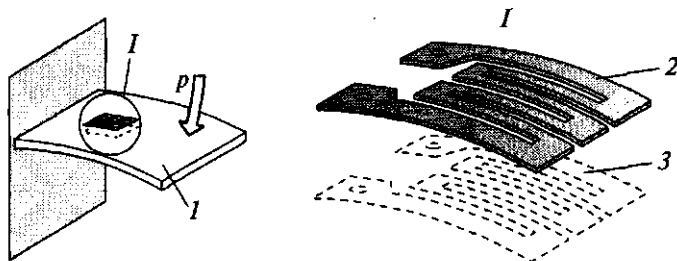


Рис. 8.26. Тензометрический эффект:

1 — упругая пластина; 2 — 1-й тензорезистор ($R_0 + \Delta R$); 3 — 2-й тензорезистор ($R_0 - \Delta R$)

(например, медной) и представляют собой достаточно длинный проводник, компактно уложенный в плоскости поверхности упругой пластины или мембраны (рис. 8.26).

Обычно (для повышения чувствительности измерения) устанавливают два тензорезистора — на противоположные поверхности пластины. Эти датчики жестко крепятся (приклеиваются) к пластине и изгибаются вместе с ней.

Если исследуемое давление p изгибает упругую пластину вниз, то длина верхнего тензорезистора увеличивается, его сечение уменьшается и сопротивление его растет: $R_0 + \Delta R$. У расположенного на нижней поверхности пластины датчика — все наоборот, в результате действия давления p его сопротивление уменьшается: $R_0 - \Delta R$. Эти изменения сопротивления легко могут быть представлены электрическим сигналом тока или напряжения. Обычно тензорезисторы включаются в мостовые схемы (неуравновешенные мосты) — рис. 8.27.

Выходное напряжение неуравновешенного моста $U_{\text{вых}}$ зависит от изменения сопротивлений плеч моста. Достаточно иметь хотя бы один тензорезистор, но для обеспечения линейности преобразования целесообразно включать в соседние плечи моста два одинаковых (см. рис. 8.27, а), но с различными знаками изменения сопротивления при изгибе пластины (сопротивление резистора $R1+$ увеличивается, а $R2-$ уменьшается). Для повышения чувствительности часто используют четыре тензорезистора (см. рис. 8.27, б). Включают их таким образом, чтобы в соседних плечах моста стояли датчики с противоположными изменениями значений сопротивлений. Если в мостовой схеме все датчики одинаковы, имеют равные номинальные значения сопротивлений R и равные модули изменения ΔR при воздействии давления, то выходное напряжение моста $U_{\text{вых}}$ можно выразить следующим образом:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{п}}(\Delta R/R),$$

где $U_{\text{п}}$ — напряжение питания моста.

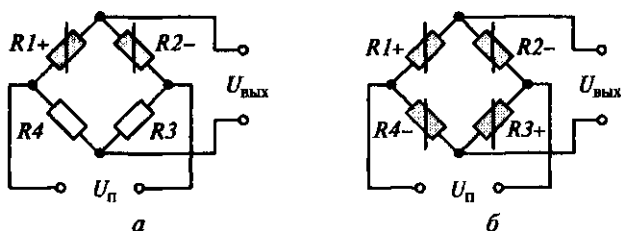


Рис. 8.27. Варианты мостовых схем:

а — с двумя тензодатчиками; б — с четырьмя тензодатчиками

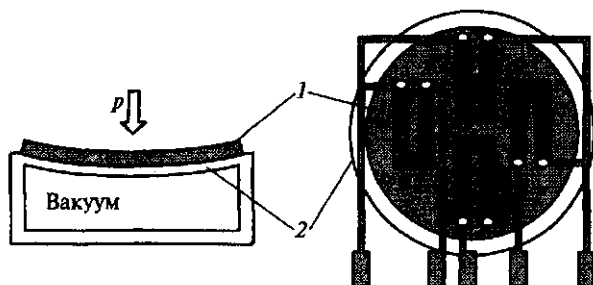


Рис. 8.28. Устройство микроэлектронного резистивного датчика:

1 — кремниевая пластина; 2 — мембрана

Далее это напряжение может быть измерено аналоговыми измерителями или преобразовано в цифровой код, который, в свою очередь, может быть выведен на цифровой индикатор, сохранен или передан другим устройствам. Структура собственно цифрового манометра практически не отличается от структуры других цифровых приборов.

Тензометрический принцип успешно используется и для построения дифференциальных манометров. При этом также может быть использована традиционная механическая конструкция: мембранная коробка из двух герметично изолированных частей (камер), прогибающаяся мембрана между ними, на которой жестко закреплены (например, приклеены) тензорезисторы.

Современные микроэлектронные технологии обеспечивают широкие возможности создания миниатюрных чувствительных элементов (датчиков) манометров. Упрощенное устройство микроэлектронного резистивного тензометрического датчика показано на рис. 8.28.

На тонкой пластине кремния сформированы тензорезисторы (по тонко- или толсто пленочной технологии) R_1 , R_2 , R_3 , R_4 и соединительные проводники. Пластина закреплена на упругой мембране и деформируется (прогибается) вместе с ней.

Сопротивление резисторов R_2 и R_4 при деформации значительно увеличивается (до 20...50 %), а сопротивление резисторов R_1 , R_3 практически не меняется. Все резисторы образуют мостовую схему, выходное напряжение которой определяется деформацией и, следовательно, значением измеряемого давления p .

На рис. 8.29 схематично показаны варианты конструктивного исполнения мембранной коробки датчиков для измерения абсолютного, относительного и дифференциального давлений.

На рис. 8.29, а приведен вариант мембранной коробки для измерения абсолютного давления (например, атмосферного $p_{\text{атм}}$). Вариант на рис. 8.29, б предназначен для измерения относительного (дифференциального) давления как разности между атмосфер-

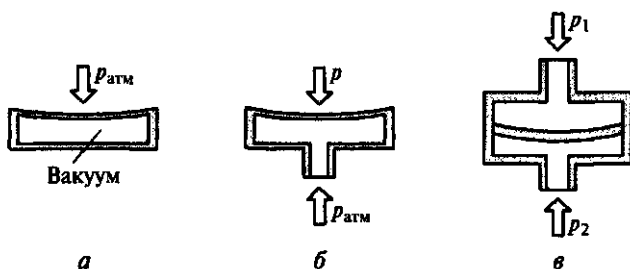


Рис. 8.29. Различные варианты конструкции мембранной коробки датчиков:

a — для измерения абсолютного давления (например, $p_{\text{атм}}$); *б* — для измерения относительного (дифференциального) давления как разности между атмосферным и измеряемым; *в* — для измерения дифференциального давления как разности между двумя измеряемыми давлениями p_1 и p_2

ным и измеряемым. Измерение дифференциального $p_{\text{диф}}$ как разности между двумя измеряемыми давлениями p_1 и p_2 иллюстрируется на рис. 8.29, *в*.

Существует понятие *трансммитера* (*Transmitter*), что означает такой полный преобразователь, который содержит и датчик, и цепи нормирования (кондиционирования) сигнала, т.е. выполняет и первичное, и вторичное преобразование входной величины — давления. На выходе трансмиттера — унифицированный сигнал: 0...100 мВ, или 0...10 В, или 4...20 мА, или иные, принятые стандартными, уровни. Погрешности преобразования (типичные) — 0,5...2,5 %.

Емкостные преобразователи. Помимо резистивных применяют и емкостные датчики давления. В емкостных датчиках мембрана выступает в роли одной из пластин конденсатора (рис. 8.30). Изменение ее положения приводит к изменению емкости датчика и затем, например, к изменению выходного напряжения моста переменного тока.

Благодаря достижениям микроэлектронной технологии габаритные размеры таких датчиков могут быть чрезвычайно малыми (единицы — десятки квадратных миллиметров). Кроме того, на кремниевой пластине могут размещаться и некоторые элементы вторичного преобразования, например, мостовые схемы, усилители.

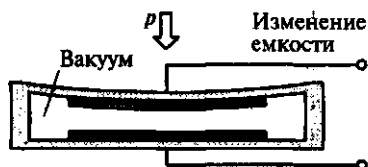


Рис. 8.30. Емкостной тензометрический датчик

8.3. Измерение скорости движения потока вещества и его расхода

Рассмотрим довольно распространенные задачи — измерения *скорости* движения потока вещества и его *расхода*. Эти физические величины часто связаны между собой и рассматривать их отдельно нецелесообразно.

При выборе измерителя расхода и/или скорости движения для конкретного эксперимента, помимо общих для всех средств измерений критериев (метрологические и эксплуатационные характеристики, начальная цена и стоимость обслуживания и др.), необходимо учитывать и специфические факторы измеряемой величины. Это — характер состояния вещества (жидкие, газообразные вещества, пар, многофазные среды, сыпучие вещества, крупные твердые предметы и др.), свойства исследуемой среды (плотность, вязкость, сжимаемость, химический состав, электропроводность, агрессивность, абразивность, смазывающие способности и др.), ее текущие характеристики (температура, давление, многофазность состояния, влажность — особенно для сыпучих сред). Немаловажными являются выбранные модели происходящих процессов — статические или динамические. Кроме того, следует учитывать условия и возможности монтажа средства измерения, возможные размеры, геометрию и материал трубопровода, условия проведения эксперимента, требования дополнительного оборудования, необходимость внешнего источника питания, время непрерывной работы, требуемую периодичность поверки и т.д. Очевидно, что при таком числе различных критериев проблема выбора становится достаточно серьезной, требующей квалифицированного и профессионального подхода.

В этом подразделе в основном будем говорить об измерении скорости движения и расхода на примере текущих в трубопроводах жидкостей и газов. Поскольку расход жидкостей и газов сегодня почти всегда находят через скорость движения вещества, в данном параграфе параллельно рассматриваются методы и средства измерения как скорости, так и расхода. Под расходом в данном случае будем понимать количество вещества, проходящее через сечение потока в единицу времени.

Англоязычные термины измерителя скорости — Velocity Meter, измерителя расхода — Flowmeter.

8.3.1. Основные понятия

Рассмотрим связь скорости и расхода на примере трубопровода, в котором течет жидкость. При выполнении определенных условий (трубопровод на достаточной длине прямой и полностью заполнен жидкостью, движение ее равномерное, внутреннее се-

чение трубопровода на достаточной длине постоянно и т. п.) значение текущего расхода Q рассчитывается по формуле

$$Q = \rho v S = \rho v \frac{\pi d^2}{4},$$

где ρ — значение плотности жидкости; v — скорость движения потока; S — площадь внутреннего сечения трубопровода; d — внутренний диаметр трубопровода.

Существуют понятия *текущего* (мгновенного) $q(t)$ и *интегрального* (суммарного) G расходов за определенный интервал времени Δt . Интегральный расход G в общем случае есть интеграл функции мгновенного (текущего) расхода $q(t)$ на интервале Δt . В частном случае постоянного значения текущего расхода Q на интервале Δt интегральный расход G определяется простым произведением:

$$G = Q \Delta t.$$

Приборы для измерения интегрального значения часто называются счетчиками количества (Flow Totalizer). Современные приборы обычно обеспечивают оба режима работы.

Различают *объемный* расход (выражаемый единицами объема — л/с, м³/ч и т. п.) и *массовый* (выражаемый единицами массы — кг/мин, т/ч и т. п.). Объемный Q_v и массовый Q_m расходы связаны плотностью ρ среды исследуемого потока:

$$Q_m = \rho Q_v.$$

8.3.2. Методы и средства измерения

В настоящее время применяются несколько десятков различных способов измерения скорости движения и расхода вещества. В зависимости от вида, состава и свойств исследуемой среды применяют различные методы и средства измерения скорости и расхода.

Наиболее распространены сегодня следующие принципы (и приборы на их основе): *манометрические* (работающие на переменных или постоянных перепадах давления, создаваемых потоком измеряемой среды); *тахометрические* (турбинные, крыльчатые, шариковые); *электромагнитные* (индукционные, основанные на эффекте электромагнитной индукции); *ультразвуковые* (основанные на измерении разницы времен прохождения звукового сигнала в движущейся среде или на измерении изменения частоты отраженного ультразвукового сигнала); *вихревые* (основанные на оценке частоты колебаний завихрений потока); *тепловые* (основанные на изменении температуры датчика, обтекаемого движущейся средой).

Рассмотрим некоторые электрические методы и средства измерения скорости и расхода из этих наиболее распространенных.

Тахометрические расходомеры. В общей массе различных расходомеров доля приборов этого типа (Turbine Flowmeter) составляет около 10 %. Тахометрические расходомеры делятся на два типа: *роторные* и *безроторные*. Работа устройств первого типа основана на измерении частоты вращения роторного устройства (турбинки или крыльчатки), помещенного в поток вещества. Второй тип основан на измерении скорости кругового движения шарика в искусственно закрученном потоке измеряемой среды.

Принцип действия наиболее простого и распространенного варианта расходомеров первого типа основан на пропорциональной зависимости частоты вращения турбинки (встроенной в трубопровод) от линейной скорости движения потока, т. е. от значения расхода. Механическая величина — угловая скорость вала турбинки — может быть измерена тахометром (аналоговым или цифровым) или преобразована с помощью тахогенератора в электрический сигнал, который легко поддается измерению. Возможен и частотно-импульсный выход. Такой сигнал также очень просто может быть преобразован в цифровой код.

На рис. 8.31 показана упрощенная конструкция тахометрического безроторного (и, следовательно, бесподшипникового) шарикового расходомера.

Подвижным элементом является шарик (сделанный из ферромагнитного материала, например стали, с полимерным или фторопластовым покрытием), который под действием закрученного потока измеряемой среды совершает вращательное движение вокруг оси трубопровода. Закручивание потока обеспечивает жестко закрепленный вдоль оси трубопровода неподвижный многоходовой винт.

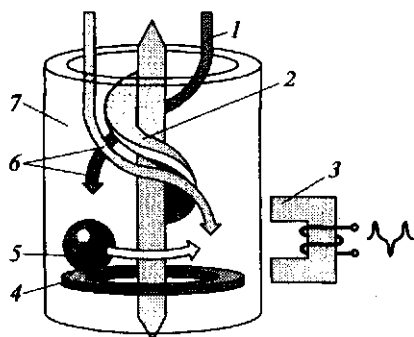


Рис. 8.31. Тахометрический шариковый расходомер:

1 — поток; 2 — закрепленный винт; 3 — индуктивный преобразователь; 4 — кольцо; 5 — шарик; 6 — закрученный поток; 7 — трубопровод

Ограничивающее кольцо удерживает шарик. Угловая скорость движения шарика пропорциональна линейной скорости движения потока (и, следовательно, объемному расходу). Периодическое прохождение шарика вблизи индуктивного преобразователя меняет магнитное сопротивление магнитопровода преобразователя. При этом на выходе преобразователя возникает импульсная последовательность. Таким образом, индуктивный преобразователь преобразует механическое движение шарика в частоту импульсного электрического сигнала, пропорциональную частоте вращения.

Подобные расходомеры работают в диапазонах расхода $0,025 \dots 400 \text{ м}^3/\text{ч}$ при диаметрах трубопровода $20 \dots 150 \text{ мм}$. Классы точности — $1,0 \dots 2,5 \%$, температура измеряемой среды — $5 \dots 100^\circ\text{C}$.

Электромагнитные (индукционные) расходомеры. Это также один из самых распространенных типов в практике промышленных измерений. Около 15 % всех стационарных расходомеров в мире — электромагнитные (Electromagnetic Inductance Flowmeter).

Электромагнитный (индукционный) расходомер применяется для электропроводных жидкостей и основан на эффекте электромагнитной индукции. При движении потока электропроводной жидкости в магнитном поле в нем наводится ЭДС. Упрощенная конструкция такого расходомера показана на рис. 8.32.

В трубопроводе из немагнитного материала течет электропроводная жидкость, которая пронизывается переменным магнитным полем, создаваемым электромагнитом (обмотка на магнитопроводе). Электроды проходят сквозь стенки трубопровода и находятся в контакте с жидкостью. По закону электромагнитной индукции в потоке жидкости (как в любом перемещающемся в магнитном поле проводнике) возникает переменная ЭДС, которую оценивает измеритель. Значение ЭДС определяется частотой и индукцией магнитного поля, внутренним диаметром трубы и, естественно, скоростью движения жидкости. Таким образом, найдя скорость и зная сечение трубы, можно оценить расход.

Погрешность таких расходомеров лежит в диапазоне $1 \dots 2 \%$. Расходомеры этого класса малоинерционны, т.е. обеспечивают достаточно высокое быстродействие, что особенно важно для определения текущих (мгновенных) значений сравнительно быстро меняющегося расхода. Преимуществами этих расходомеров является также и то, что они не изменяют проходного сечения трубопровода, не содержат движущихся частей, могут работать с загрязненными и многофазными средами, агрессивными жидкостями.

Может быть единственный их недостаток — требование определенной электропроводности жидкости, обычно — не менее 10^{-8} См/м (См — сименс — единица, обратная ому).

Оценка расхода твердых веществ. Для сыпучих мелкодисперсных веществ, находящихся в вертикальных резервуарах, удобно

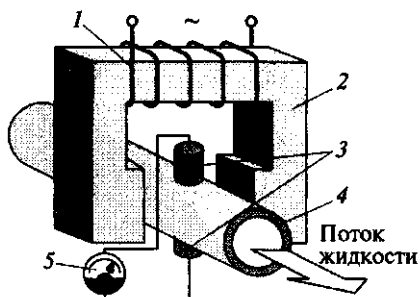


Рис. 8.32. Электромагнитный (индукционный) расходомер:

1 — обмотка; 2 — магнитопровод; 3 — электроды; 4 — трубопровод; 5 — измеритель ЭДС

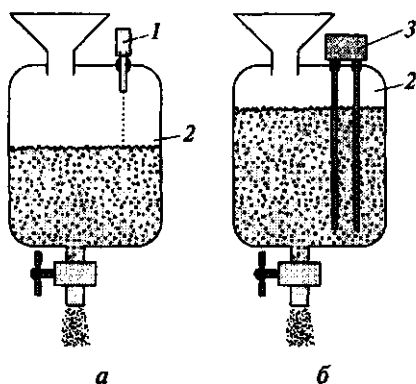


Рис. 8.33. Расходомеры на основе измерения уровня:

а — с помощью ультразвукового сигнала; *б* — с помощью емкостного датчика уровня; 1 — ультразвуковой датчик уровня; 2 — бункер; 3 — емкостный датчик уровня

использовать для оценки как текущего, так и интегрального расходов измерителей уровня, которые, в свою очередь, могут строиться на различных принципах. В основном применяются ультразвуковые (УЗ) и емкостные измерители уровня (рис. 8.33).

В первом случае (см. рис. 8.33, *а*) по значению задержки поступления отраженного УЗ-сигнала определяется расстояние от датчика до поверхности вещества (границы сред). Этот способ может применяться не только для сыпучих сред, но и для жидкостей различных вязкостей.

Во втором случае (см. рис. 8.33, *б*) используется емкостной датчик уровня, который представляет собой две изолирован-

ные друг от друга достаточно длинные металлические пластины. Благодаря различным диэлектрическим проницаемостям воздуха и заполняющего бункер вещества можно, измеряя емкость датчика, оценить текущую заполненность бункера и, следовательно, расход вещества. Этот метод пригоден, естественно, лишь для диэлектрических сред. К серьезным недостаткам этих устройств также следует отнести значительное влияние влажности измеряемой среды на результат измерения.

Тахометры. Для измерения числа оборотов (частоты вращения) и линейной скорости применяются в основном цифровые тахометры, обеспечивающие режимы контактного и бесконтактного измерения.

Измерители частоты вращения в английском языке часто называются RPM Measurement Instrument (RPM — Rotation-per-Minute). По принципу действия и/или режиму работы все тахометры можно разделить на две группы: *контактные* (механические) и *бесконтактные* (оптические, стробоскопические, индуктивные) измерители.

При построении тахометров используются в основном три принципа: механический — контактный; оптический (фото) — бесконтактный; стробоскопический — бесконтактный.

Первый способ (Mechanical RPM Method) — классический, основан на механическом взаимодействии вращающегося вала с приемной частью тахометра — тахометрическим преобразователем. Инструменты этой группы используют, как правило, цифровые тех-

нологии и обеспечивают измерение частоты вращения в диапазоне до 10 000...20 000 об/мин.

Второй способ (Optical/Photo RPM Method) основан на подсчете числа отраженных движущимся объектом импульсов светового потока. Приборы этой группы позволяют измерять значения частоты вращения в очень широком диапазоне (до 1 000 000 об/мин). И кроме того, часто они более удобны в применении, чем контактные.

В *третьем способе* (Stroboscopic RPM Principle) использован стробоскопический эффект, заключающийся в следующем. Такой прибор периодически излучает короткие вспышки света, частота которых может регулироваться в достаточно широких пределах. Пользователь регулированием частоты добивается синхронности вспышек с их отражением от вращающегося исследуемого объекта. Если частота вспышек совпадает (равна или кратна) с частотой вращения объекта, то наблюдателю будет казаться, что объект неподвижен. Максимальная из всех подобных частот и будет характеризовать частоту вращения. Стробоскопы обеспечивают измерение частоты вращения в диапазоне от 100 до 20 000 об/мин. Этот метод в настоящее время не может считаться перспективным.

Рассмотрим принцип действия типичного современного прибора — цифрового контактного/бесконтактного тахометра. Наиболее распространенным сегодня способом измерения частоты вращения и линейной скорости движущихся объектов является трансформация этих величин в частоту следования импульсов, которая затем легко преобразуется в цифровой эквивалент (код). В основу положен известный принцип цифрового частотомера. Электрический сигнал импульсного характера от входного тахометрического преобразователя поступает на вход электронного ключа, которым управляет таймер, периодически замыкающий его на постоянный стабильный интервал времени (например, $T_0 = 1$ с). Сформированная таким образом серия импульсов поступает на вход счетчика, содержимое которого в конце интервала счета T_0 равно числу поступивших импульсов. Это число прямо пропорционально частоте входных импульсов. Содержимое счетчика запоминается в буферном запоминающем устройстве и хранится там. Одновременно этот код поступает на цифровое отсчетное устройство (индикатор). Например, если при измерении частоты вращения вала электродвигателя в течение интервала $T_0 = 1$ с в счетчик поступило 40 импульсов, а требуется значение с размерностью «обороты в минуту», то прибор автоматически произведет масштабирование и результат на индикаторе будет выглядеть так: «2400 об/мин».

Современные тахометры, как правило, реализуют два режима измерения: контактный и бесконтактный. Первый основан на механическом взаимодействии (контакте) движущегося объекта и

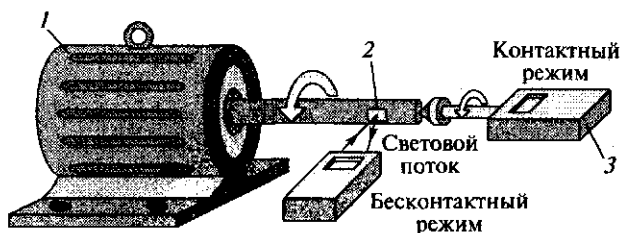


Рис. 8.34. Контактный и бесконтактный режимы измерения частоты вращения:

1 — двигатель; 2 — светоотражающая метка; 3 — тахометр

датчика прибора, второй — на оптических эффектах (прямолинейное распространение света, отражение и поглощение различными поверхностями). Излучатель света и фотоприемник прибора взаимодействуют друг с другом через меняющийся положение исследуемый объект. Бесконтактные методы и средства, конечно, удобнее, так как обеспечивают невмешательство в работу исследуемого объекта и дают оператору большую свободу в процессе эксперимента.

Возможности этих режимов (контактного и бесконтактного) на примере измерения частоты вращения вала (например, двигателя электропривода) иллюстрирует рис. 8.34.

В *контактном режиме* применяется несложная механическая насадка, которая плотно прижимается к торцу вала вдоль оси вращения. При этом измеряемая величина (частота вращения вала) передается внутреннему тахометрическому преобразователю цифрового измерительного прибора, который и выдает окончательный результат в виде десятичного кода на цифровом отсчетном устройстве.

Бесконтактный режим реализуется следующим образом. В корпусе прибора расположены излучатель непрерывного узконаправленного потока света (или лазерного излучения) и фотоприемник, который воспринимает отраженный от объекта световой (или лазерный) поток. Если отраженный поток периодически прерывается, то подсчет числа импульсов светового потока дает оценку частоты следования импульсов. Если световые импульсы формируются благодаря отражению потока от перемещающейся светоотражающей (контрастной или блестящей) метки, наклеенной на вращающемся валу, то число таких импульсов в единицу времени прямо говорит о частоте вращения вала. Расстояние от прибора до вала при этом может меняться в значительных пределах (например, до 1 м).

С помощью современных тахометров, как правило, можно измерять и линейную скорость движения некоторых объектов. При этом реализуется контактный режим измерения. Наконечник насадки плотно прижимается к движущейся поверхности (например, к ленте транспортера), и входная линейная скорость преобразуется в про-

порциональную частоту вращения наконечника насадки, которая затем (используя известное значение диаметра наконечника насадки) автоматически пересчитывается в требуемые значения линейной скорости движения объекта. Возможны и некоторые другие применения тахометра в бесконтактном режиме, например, подсчет однородных перемещающихся непрозрачных предметов (коробок, пакетов); измерение интервалов времени; оценка частоты вращения лопастей вентилятора; подсчет числа вспышек света и др.

Основные характеристики типичного представителя современных приборов контактного и бесконтактного измерения частоты вращения и линейной скорости

Частота вращения, об/мин	1... 99 999
Линейная скорость, м/мин	1... 19 999
Временной интервал, с	0,01... 99 999
Число событий (в режиме счетчика)	1... 9 9999
Диапазон рабочих температур, °C	0... +50
Питание прибора	Батарея 9 В (или аккумулятор)

Основными достоинствами таких приборов являются малые габариты и масса (Hand Held), простота и удобство выполнения измерений, цифровой отсчет результатов (четырёх-, пятиразрядный дисплей), наличие различных режимов работы, возможность запоминания последнего результата измерения, автономное питание.

Ультразвуковые методы и средства измерения. В настоящее время для измерения скорости и расхода жидкости широко применяются ультразвуковые методы и средства. Доля ультразвуковых расходомеров (Ultrasonic Flowmeter) как стационарных, так и переносных, в общей массе расходомеров составляет примерно 10 %. Ультразвуковые (УЗ) методы и средства измерения скорости и расхода хорошо отвечают специфическим требованиям экспресс-исследований, поскольку они не требуют «врезки» в трубопровод, остановки технологических процессов, перекрытия вентилей, снятия нагрузки и т. п. Поэтому эти методы и средства являются неинвазивными. Датчики автономных переносных приборов — накладные. Они легко устанавливаются на внешней поверхности трубопровода и снимаются, поэтому вся подготовка к эксперименту занимает всего несколько минут.

Использование УЗ-измерителей скорости и расхода дает ряд серьезных преимуществ:

- не возникает уменьшения давления в трубопроводе и отсутствует какое-либо влияние прибора на поток;
- отсутствует возможная коррозия деталей собственно прибора;
- отсутствуют движущиеся части (и как следствие отсутствуют изнашиваемые детали, обеспечены высокая надежность и значительный срок службы приборов);

- простота работы с автономными приборами (установка, перенос, замена).

Кроме того, важными достоинствами УЗ-приборов являются широкие диапазоны измерения скорости и расхода, широкий диапазон возможных диаметров трубопроводов, достаточно высокая точность, хорошие эксплуатационные характеристики. Главный недостаток УЗ-расходомеров — сравнительно высокая стоимость (как следствие сложности их устройства).

В современных УЗ-расходомерах применяются два метода, основанные на двух различных принципах измерения скорости потока (рис. 8.35):

- измерение разницы времен задержки распространения УЗ-сигнала (Transit Time Technology) в движущейся среде;
- измерение изменения частоты УЗ-сигнала, отраженного от движущихся частиц, основанное на эффекте Доплера (Doppler Effect Technology).

В *первом методе* измеряется интервал времени задержки распространения УЗ-сигнала в движущейся среде. Эта задержка зависит от направления и скорости движения среды (потока). На рис. 8.35, *а* приведена иллюстрация варианта этого метода.

На трубопроводе устанавливаются два датчика-приемника (поочередно выступающих в роли излучателя и приемника сигнала).

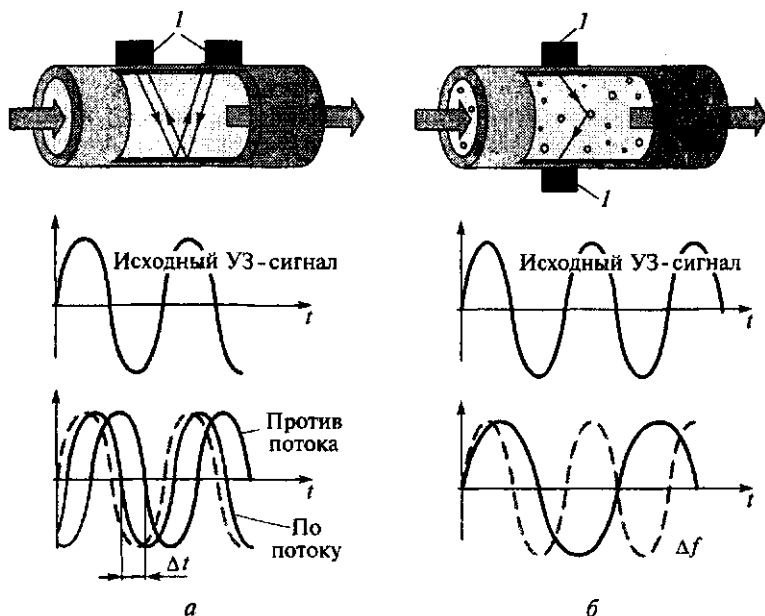


Рис. 8.35. Принципы УЗ-измерения скорости потока:

а — временной; *б* — частотный; 1 — датчик

Ультразвуковой сигнал (частота которого обычно 0,1 ... 1 МГц), излучаемый левым датчиком и проходящий сквозь среду в направлении движения потока (по потоку), достигает приемного (правого) датчика через меньшее время задержки, чем сигнал, идущий от правого датчика навстречу потоку (против потока), который доходит до приемника через большее время задержки. Измерив разницу этих интервалов времени задержки прохождения сигналов, т. е. Δt , можно оценить скорость движения среды и затем, зная внутреннее сечение трубопровода, вычислить расход.

Электронная начинка аппаратуры в этом методе, естественно, должна быть достаточно быстродействующей, так как необходима высокая разрешающая способность при измерении очень малых интервалов времени Δt — единицы наносекунд ($1 \text{ нс} = 10^{-9} \text{ с}$). Расход рассчитывается как произведение скорости на внутреннее сечение трубопровода в месте установки датчиков. Метод измерения времени задержки хорош для чистых жидкостей, без примесей, т. е. гомогенных (однородных).

Второй метод (см. рис. 8.35, б) основан на известном в физике эффекте Доплера — эффекте изменения частоты сигнала, отраженного от движущегося объекта. В настоящее время широко применяются цифровые доплеровские УЗ-измерители расхода (Digital Doppler Ultrasonic Flowmeter). Сигнал известной частоты распространяется в жидкой среде, отражается от движущихся в потоке твердых частиц, пузырьков воздуха, локальных различий в плотностях среды и т. п. Отраженный от движущихся частиц УЗ-сигнал с помощью преобразования Фурье (Fourier Transform) трансформируется из временной области в частотную. Поскольку спектр отраженного сигнала достаточно широк, то находится усредненная частота. Далее вычисляется разница частоты исходного сигнала (сигнала передатчика) и полученной усредненной частоты отраженных сигналов. Эта разница частот в дальнейшем и используется для определения скорости движения потока и затем для вычисления расхода.

Типичный современный микропроцессорный УЗ-измеритель скорости и расхода является портативным прибором. Он позволяет измерять как мгновенный (текущий), так и суммарный расход жидкости за некоторый период времени. Накладные датчики прибора легко устанавливаются на поверхности трубопровода. Подготовка к измерению занимает 3 ... 5 мин.

Основные характеристики типичного УЗ-измерителя

Внутренний диаметр трубопровода, мм	До 2000
Материал стенки трубы	Сталь, нержавеющая сталь, чугун, медь, пластмасса, бетон
Скорость потока, м/с	До 10 (в зависимости от размера трубы)

Погрешность, %	3...5;
Диапазон рабочих температур, °С:	
датчиков	-30...+200
прибора	0...+50
Питание	Аккумулятор емкостью 1,0 А·ч (10 ч непрерывной работы) и/или адаптер от сети 220 В
Масса, кг	2...3
Вывод данных	Жидкокристаллический цифровой индикатор; выход аналогового сигнала 4...20 мА или цифровой выход — последовательный интерфейс RS-232
Единицы расхода:	
текущего	л/мин, л/с, м³/ч и др.
суммарного	л, м³

Ультразвуковой толщиномер. В экспериментах по измерению расхода реальный внутренний диаметр (ВД) трубы должен быть достаточно хорошо известен (или по возможности точно определен), так как расход вычисляется человеком или микропроцессором прибора на основании автоматического измерения скорости и введенного оператором значения ВД. Поэтому ошибка в определении ВД может стать источником значительных погрешностей в нахождении расхода. Причем в суммарную относительную погрешность определения расхода входит удвоенная относительная погрешность задания ВД (см. приложение 6).

Измерить толщину объекта (трубопровода, резервуара, стенки котла и т.п.), доступ к которым возможен только с одной стороны, или стенок емкостей, находящихся под давлением, или емкостей с опасной (агрессивной) средой, можно с помощью ультразвукового толщиномера.

Принцип измерения толщины L заключается в измерении времени прохождения ультразвука Δt в исследуемом объекте и последующем умножении этого интервала времени на скорость v прохождения ультразвука в данном материале (рис. 8.36):

$$L = \Delta t v.$$

Данный принцип широко применяется в методах и приборах неразрушающего контроля.

При построении УЗ-толщиномеров обычно используются пьезоэлектрические датчики, которые при подаче на них короткого электрического импульса излучают звуковые волны с частотой, значительно превышающей верхнюю границу диапазона, воспринимаемого человеческим ухом (т.е. УЗ). Частота сигнала, излучаемого датчиком, может составлять 1...20 МГц.

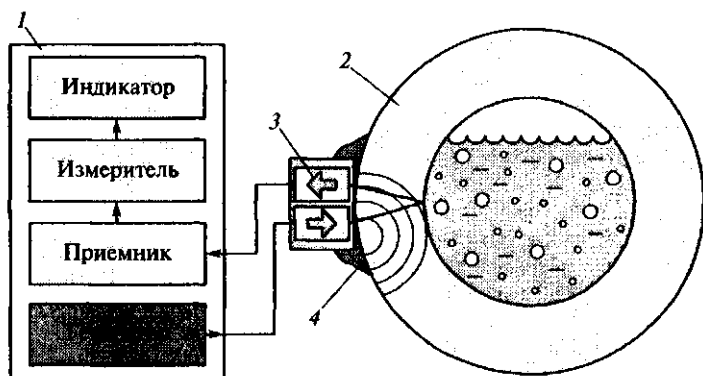


Рис. 8.36. Принцип действия УЗ-толщиномера:

1 — ультразвуковой толщиномер; 2 — трубопровод; 3 — датчик; 4 — гель (паста)

Ультразвуковые сигналы, формируемые генератором, поступают в пьезоэлектрический излучатель, далее проходят через внешнюю поверхность объекта, распространяются в теле объекта и отражаются от его внутренней поверхности (от границы значительной разницы плотностей металл — среда). Датчик приемника воспринимает отраженный УЗ-сигнал, преобразует его в электрический сигнал и передает его в измеритель, в котором происходит преобразование интервала времени Δt в результат измерения толщины L .

Основные технические характеристики типичного ультразвукового толщиномера

Диапазоны измеряемых	
толщин, мм	0,5... 200 (с шагом 0,02 мм)
Диапазон рабочих температур, °C:	
прибора	+10...+50
датчиков	До +200
Питание	Батарея 9 В (50 ч непрерывной работы)
Масса прибора, г	500
Вывод данных	Цифровой жидкокристаллический индикатор

Контрольные вопросы

1. Как выглядит (приблизительно) характеристика термоэлектрического преобразователя (термопары)? А как выглядит (качественно) характеристика медного термометра сопротивления?

2. Класс точности цифрового термометра $\Delta = \pm(0,2\% X + 1^\circ\text{C})$, где X — результат измерения. Диапазон измерения: $-100...+500^\circ\text{C}$. Показания прибора $X = +200^\circ\text{C}$. Оцените предельную основную инструментальную относительную погрешность результата измерения.

3. Укажите основной недостаток полупроводниковых термометров сопротивления (термисторов).

4. Термопару какого типа следует выбрать для контактного измерения температуры в диапазоне до $+1400^{\circ}\text{C}$?

5. Назовите преимущества инфракрасных термометров перед контактными. Приведите примеры применения инфракрасных термометров.

6. Измеренная в градусах Цельсия температура равна $+150^{\circ}\text{C}$. Определите значение температуры в кельвинах.

7. Температура кипения воды в нормальных условиях равна $+100^{\circ}\text{C}$. Определите значение этой температуры в градусах Фаренгейта ($^{\circ}\text{F}$).

8. С помощью инфракрасного термометра необходимо измерить температуру плоской поверхности прямоугольной формы с размерами $0,3 \times 0,1$ м. Определите максимально возможное расстояние от ИК-термометра до этого объекта для корректного измерения температуры, если соотношение расстояния/диаметр равно 8:1.

9. Какими, на Ваш взгляд, основными преимуществами обладают платиновые термометры сопротивления перед медными термометрами сопротивления?

10. Как определяется единица измерения давления — паскаль? Как связаны между собой единицы паскаль и бар?

11. Давление на некотором уровне под водой равно 10 бар. Какой глубине в метрах (примерно) это соответствует?

12. Чему равно значение ускорения свободного падения g на поверхности нашей планеты в обычных условиях?

13. Какова масса 1 м^3 воды в нормальных условиях (примерно)?

14. Поясните принцип действия тензометрического преобразователя давления.

15. Перечислите основные преимущества и недостатки ультразвуковых расходомеров.

16. Объясните принцип действия тахометра в бесконтактном режиме.

17. Внутренний диаметр трубопровода системы водоснабжения $D = 100$ мм, скорость движения потока постоянна и составляет $v = 0,2$ м/с. Определите значение текущего объемного расхода.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1

ГРЕЧЕСКИЙ АЛФАВИТ

Α	α	альфа	Ν	ν	ню
Β	β	бэта	Ξ	ξ	кси
Γ	γ	гамма	Ο	ο	омикрон
Δ	δ	дельта	Π	π	пи
Ε	ε	эпсилон	Ρ	ρ	ро
Ζ	ζ	дзэта	Σ	σ	сигма
Η	η	эта	Τ	τ	тау
Θ	θ	тета	Υ	υ	ипсилон
Ι	ι	йота	Φ	φ	фи
Κ	χ	каппа	Χ	χ	хи
Λ	λ	лямбда	Ψ	ψ	пси
Μ	μ	мю	Ω	ω	омега

ШКАЛЫ ТЕМПЕРАТУР

До сих пор в мире используют несколько единиц физической величины — температуры. Наряду с кельвином (К), узаконенным международной системой SI (System International) и отражающим абсолютную температуру, а также привычным для нас градусом Цельсия (°C) довольно широко распространена (особенно в Европе и Северной Америке) единица градуса Фаренгейта (°F).

Связь шкал градусов Цельсия и Фаренгейта показана на рис. П2.1.

Переводить температуру, выраженную в одних единицах, в другую можно с помощью выражений, приведенных ниже:

$$^{\circ}\text{C} = (^{\circ}\text{F} - 32)/1,8;$$

$$^{\circ}\text{F} = ^{\circ}\text{C} \cdot 1,8 + 32.$$

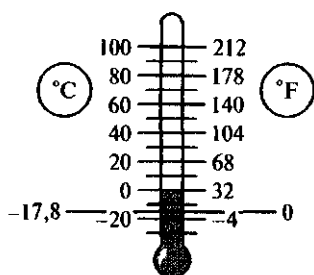


Рис. П2.1. Соотношение шкал Цельсия и Фаренгейта

Например, если температура по Фаренгейту $\theta_{\text{F}} = +257^{\circ}\text{F}$, то ее значение в градусах Цельсия составит $\theta_{\text{C}} = +125^{\circ}\text{C}$.

По размеру градус Цельсия (°C) равен кельвину (К). Разности температур, значения различных температурных коэффициентов и т. п. выражаются количественно одинаково в той и другой системах. Соотношение значений температуры, выраженных в градусах Цельсия (°C) и кельвинах (К):

$$^{\circ}\text{C} = \text{K} - T_0;$$

$$\text{K} = ^{\circ}\text{C} + T_0,$$

где $T_0 = 273,15 \text{ K} \approx 273 \text{ K}$.

СВЯЗЬ МЕЖДУ РАЗЛИЧНЫМИ ЕДИНИЦАМИ ИЗМЕРЕНИЯ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Таблица П3.1

Соотношения некоторых национальных и метрических единиц

Физическая величина	Национальная единица	Коэффициент → × / ←	Единица метрической системы
Длина	Дюйм	25,4	мм
	Фут	0,305	м
	Ярд	0,914	м
	Миля	1609	м
Площадь	Квадратный дюйм	6,452	см ²
	Квадратный фут	0,093	м ²
	Квадратная миля	2,590	км ²
	Акр	4047	м ²
Объем	Галлон	3,785	л (дм ³)
	Кварта	0,946	л (дм ³)
	Пинта	0,473	л (дм ³)
	Жидкая унция	29,573	мл (см ³)
	Кубический дюйм	16,387	мл (см ³)
Масса	Тонна (США)	0,907	т (метрическая)
	Фунт	0,454	кг
	Унция	28,35	г

Для преобразования значения величины, выраженного в национальных единицах, в метрическую систему необходимо умножить первое на соответствующий коэффициент. Для обратного преобразования — из метрической системы в национальную — необходимо значение величины, выраженной в метрических единицах, разделить на соответствующий коэффициент. Например, эквивалент значению объема 2,5 пинты (США) в метрической системе равен $2,5 \cdot 0,473 = 1,1825$ л.

Таблица П3.2

Соотношения между национальными единицами

Физическая величина	Единицы
Длина	1 миля = 1760 ярдов
	1 ярд = 3 фута = 36 дюймов
	1 фут = 12 дюймов
Объем	1 галлон = 4 кварты = 231 дюйм ³
	1 кварта = 2 пинты = 32 унции
	1 жидкая унция = 1,804 дюйм ³
Масса	1 т (США) = 2000 фунтов
	1 фунт = 16 унций
	1 унция = 0,9115 тройской унции

Таблица П3.3

Перевод некоторых распространенных единиц
(расшифровку аббревиатур см. в прил 4)

Физическая величина	Единица измерения	Коэффициент → × / ←	Единица измерения
Скорость	см/с	0,03281	фут/с
	миль/ч (МРН)	88	фут/мин
	фут/с	0,3048	м/с
Расход	галлон/мин	0,0631	л/с
Мощность	лошадиная сила (НР)	0,746	кВт
Давление	атмосфера	1,013	бар
	бар	14,504	фунт/дюйм ²
	фунт/дюйм ²	703,07	кг/м ²
Плотность	г/см ³	1000	кг/м ³
	фунт/фут ³	1728	фунт/дюйм ³
	фунт/дюйм ³	27,68	г/см ³

Таблица П3.4

Соотношения между различными единицами измерения силы

Единицы	1 кгс	1 дина	1 Н
г · м/с ²	9810	1	1000
Н	9,81	10 ⁻⁵	1

В соответствии с международной системой физических единиц за единицу давления принят паскаль (Па), однако в практике технических измерений используются и другие единицы давления, в частности, метрической системы: кгс/м², мм рт. ст., бар. Кроме того, импортные приборы

иногда отградуированы не в системных, а в национальных единицах, например в фунтах на квадратный дюйм (PSI — Pound/Square Inch) или в фунтах на квадратный фут (PSF — Pound/Square Feet).

Соотношения между паскалем и другими единицами, используемыми при измерении давления, приведены в табл. П3.5.

Таблица П3.5

Соотношения между различными единицами измерения давления

Единица	1 кгс/см ²	1 кгс/м ²	1 мм рт. ст.	1 бар	1 PSI	1 PSF
Па	98 066,5 ≈ ≈ 0,1 МПа	9,8065	133,322	10 ⁵	6896,38	47,837

Отметим, что 1 Па отражает довольно малое значение давления. Для измерения средних и больших давлений используются кратные единицы: килопаскаль — кПа (10³ Па) и мегапаскаль — МПа (10⁶ Па).

Связь между единицами системы SI и метрической системы довольно проста:

$$1 \text{ бар} = 10^6 \text{ дин/см}^2 = 10^6 (\text{г} \cdot \text{см/с}^2)/\text{см}^2 = 10^5 \text{ кг/с}^2 \cdot \text{м} = 10^5 \text{ Па};$$

$$1 \text{ мбар} = 10^2 \text{ Па}.$$

Таблица П3.6

Соотношения между различными единицами измерения давления

Единицы	PSI	кПа	мбар	мм вод. ст. (H ₂ O)	мм рт. ст. (Hg)
PSI	1,000	6,895	68,95	703,1	51,72
кПа	0,1450	1,000	10,00	101,97	7,501
мбар	0,0145	0,1000	1,000	10,197	0,7501
мм H ₂ O	0,1422	0,009806	0,09806	1,000	0,07355
мм Hg	0,01934	0,1333	1,333	13,595	1,000

Например: 1 кПа = 7,501 мм рт. ст. или 1 мм рт. ст. ≈ 0,1333 кПа.

Таблица П3.7

Соотношения между различными единицами измерения скорости

Единицы	FPM	км/ч	FPS	MPH	м/с
FPM	1,000	0,018	0,0167	0,01136	0,00508
км/ч	54,7	1,000	0,911	0,621	0,277
FPS	60,0	1,097	1,000	0,68	0,3
MPH	88,0	1,61	1,46	1,000	0,447
м/с	196,85	3,6	3,28	2,236	1,000

Например: 1 км/ч = 0,621 MPH (миль/ч) или 1 MPH = 1,61 км/ч.

Таблица П3.8

Соотношения между различными единицами измерения расхода

Единицы	фут ³ /ч	л/мин	м ³ /ч	фут ³ /мин	л/с	м ³ /с
фут ³ /ч	1 000	0,472	0,028	0,017	0,00787	$7,87 \cdot 10^{-6}$
л/мин	2,119	1 000	0,06	0,035	0,0167	$1,67 \cdot 10^{-5}$
м ³ /ч	35,31	16,67	1 000	0,589	0,277	$2,78 \cdot 10^{-4}$
фут ³ /мин	60,0	28,32	1,699	1 000	0,472	$4,72 \cdot 10^{-4}$
л/с	127,13	60,0	3,6	2,119	1 000	0,001
м ³ /с	127 133	6 000	3 600	2 119	1 000	1 000

Например: 1 л/с = 0,001 м³/с или 1 м³/с = 1000 л/с.

АНГЛОЯЗЫЧНЫЕ СОКРАЩЕНИЯ НЕКОТОРЫХ ЕДИНИЦ ИЗМЕРЕНИЯ

SI — si — Square Inch — квадратный дюйм;
 SF — sf — Square Feet — квадратный фут;
 CI — ci — Cubic Inch — кубический дюйм;
 CF — cf — Cubic Feet — кубический фут;
 FPM — fpm — Feet per Minute — футы в минуту;
 FPS — fps — Feet per Second — футы в секунду;
 LPM — lpm — Liter per Minute — литры в минуту;
 LPS — lps — Liter per Second — литры в секунду;
 GPM — gpm — Gallon per Minute — галлоны в минуту;
 GPS — gps — Gallon per Second — галлоны в секунду;
 HP — hp — Horse Power — лошадиная сила;
 RPM — rpm — Rotation per Minute — обороты в минуту;
 PSI — psi — Pound / Square Inch — фунты на квадратный дюйм;
 PSF — psf — Pound / Square Feet — фунты на квадратный фут;
 MPH — mph — Mile per Hour — мили в час;
 In. WC — Inch of Water Column — дюймы водяного столба;
 cm WC — Centimeter of Water Column — сантиметры водяного столба;
 mm WC — Millimeter of Water Column — миллиметры водяного столба;
 ppm — Part-per-Million — одна миллионная часть.

ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

Недостаточно требовать от средства измерения только определенных метрологических характеристик. Необходимо иметь уверенность, что при выполнении экспериментов аппаратура будет сохранять работоспособность и обеспечивать удовлетворительные характеристики. Поскольку в некоторых задачах условия проведения экспериментов могут быть самыми разнообразными (порой напоминающими полевые условия), то эксплуатационные характеристики используемых измерителей иногда важнее метрологических. При планировании конкретных измерений необходимо четко представлять возможные условия проведения экспериментов и выбирать оборудование с учетом его паспортных эксплуатационных характеристик.

Любое электротехническое или электронное (в частности, измерительное) устройство должно отвечать некоторым вполне логичным требованиям по нормальной эксплуатации. Основные из них могут быть сведены в две группы требований. *Первая группа* — характеристики влияния среды на устройство (его защита от воздействия температуры, относительной влажности воздуха, атмосферного давления, пыли, влаги, электромагнитного излучения и др.). *Вторая группа* — влияние самого устройства на окружающую среду и безопасность работы с ним человека (электробезопасность персонала, пожаробезопасность, взрывобезопасность, уровень электромагнитного излучения и др.).

Защищенность средства измерения от воздействия окружающей среды может характеризоваться степенью влияния различных параметров на работоспособность устройства и результаты экспериментов. Среди множества возможных влияющих факторов чаще всего учитываются следующие:

- температура окружающей среды;
- относительная влажность воздуха;
- пыль, влага (вода), возможность работы оборудования на определенной глубине под водой;
- атмосферное давление (возможность работы прибора на определенной высоте над уровнем моря);
- вибрация, ударное воздействие;
- магнитные и электрические поля;
- радиационное излучение;
- качество питающей электрической сети.

Иногда оговариваются также степени защищенности от помех общего и нормального вида, от агрессивных сред, степень искробезопасности (возможность работы устройства во взрывоопасных средах).

Рассмотрим некоторые основные эксплуатационные характеристики измерительной аппаратуры. Уже много десятилетий существует международный норматив, определяющий некоторые основные эксплуатационные характеристики электрических и электронных устройств: International Protection (IP) Rating — индекс защищенности устройства от пыли и влаги окружающей среды, а также электробезопасности персонала при работе с устройством. Норматив признан и успешно используется во всем мире.

Таблица П5.1

Защищенность устройства от твердых частиц и электробезопасность персонала

Цифра	Уровень защиты	Характеристика защиты
0	Нет защиты	Никакой защиты устройства от пыли. Нет защиты персонала от возможного контакта с опасными токоведущими проводниками
1	Защита от крупных частиц (предметов)	Защита от проникновения в устройство предметов диаметром более 50 мм. Защита от касания ладонью токоведущих проводников
2	Защита от частиц (предметов) среднего размера	Защита персонала от прикосновения к токоведущим частям. Защита от проникновения в устройство предметов диаметром более 12 мм (например, пальца руки)
3	Защита от мелких частиц (предметов)	Защита персонала от прикосновения к токоведущим частям инструментом или пальцами. Защита от проникновения в устройство предметов диаметром более 2,5 мм (например, отвертки)
4	Защита от песка	Защита персонала от прикосновения к токоведущим частям инструментом или пальцами. В устройство не могут попасть предметы диаметром более 1,0 мм
5	Защита от пыли	Пыль может попадать внутрь устройства, но в количестве, не нарушающем работоспособности устройства
6	Полная защита от пыли	Внутри устройства не проникает никакая пыль

Его требования соответствуют ряду стандартов развитых стран и международных стандартов, например DIN 400 50, BS 5490, NF C 20—010, IEC 529, NEMA, и распространяются на устройства с напряжениями переменного тока до 1000 В и постоянного тока до 1500 В. В нашей стране также действует ГОСТ 14 254—80 — аналог этого норматива. Норматив IP не оговаривает защиту от агрессивных сред, давления, вибрации, электромагнитных полей, радиации и т.п., а характеризует только пыле- влагозащищенность устройства и электробезопасность работы с ним. Конкретная категория защищенности задается двумя цифрами — IP XX. Первая цифра в обозначении IP XX — защита от твердых частиц (табл. П5.1).

Рис. П5.1 иллюстрирует различные степени защиты от твердых частиц и электробезопасность персонала при работе с прибором.

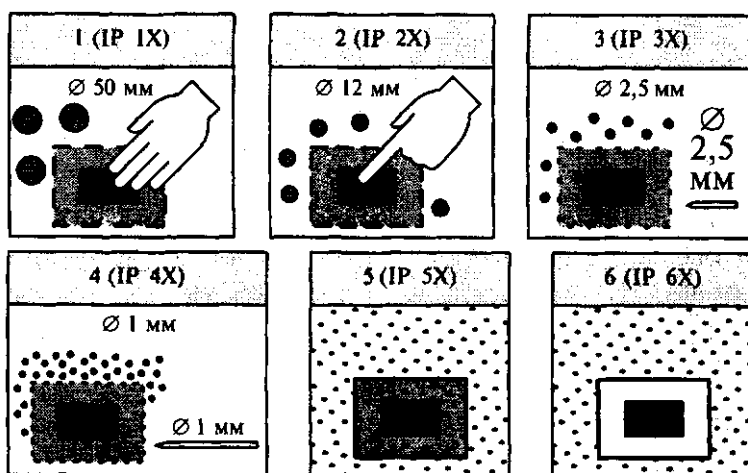


Рис. П5.1. Иллюстрация степеней защиты от твердых частиц и электро-безопасности

Вторая цифра в обозначении IP XX — защита от действия влаги (табл. П5.2)

Рис. П5.2 иллюстрирует различные степени защиты от влаги (воды). Некоторые современные средства измерения/регистрации температуры разработаны с очень высоким уровнем защиты. Например, существуют миниатюрные цифровые измерительные регистраторы температуры (Data Logger), предназначенные для длительной регистрации температу-

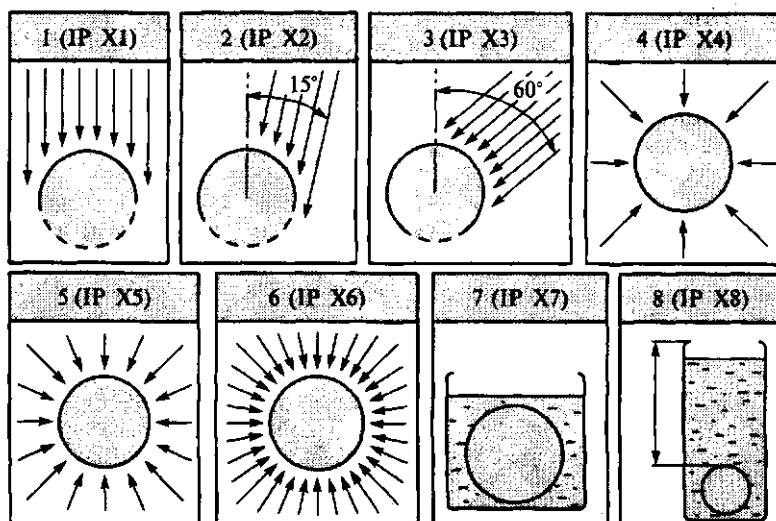


Рис. П5.2. Иллюстрация различных степеней защиты от влаги (воды)

Защищенность устройства от влаги (воды)

Цифра	Уровень защиты	Характеристика защиты
0	Нет защиты	Никакой защиты устройства от брызг влаги
1	Защита от вертикально падающих капель	Вертикально падающие капли не вызывают нарушения работоспособности устройства
2	Защита от капель, падающих под углом	Капли воды, падающие под углом до 15°, не вызывают нарушения работоспособности устройства
3	Защита от капель, падающих под углом	Устройство защищено от капель воды, падающих под углом до 60°
4	Защита от брызг воды, падающих в любом направлении	Устройство защищено от брызг воды, которые могут быть направлены со всех сторон
5	Защита от струй воды	Струя воды (например, из шланга) не нарушает работоспособности устройства
6	Защита от заливания водой	Заливание устройства водой (например, на палубе корабля) не нарушает работоспособности устройства
7	Защита от погружения в воду	Устройство может быть полностью погружено в воду, оставаясь при этом работоспособным
8	Защита от погружения в воду на определенную глубину	Устройство сохраняет работоспособность при погружении в воду на определенную глубину (значение выдерживаемого давления указывается отдельно)

ры, степень защищенности которых характеризуется индексом IP 67. Есть даже модели устройств с предельным уровнем — IP 68. Это означает, что они совершенно не боятся пыли и могут работать даже под водой на большой глубине. Например, некоторые выдерживают давление 20 бар, что соответствует глубине примерно 200 м.

ПРИМЕР РАСЧЕТА ПОГРЕШНОСТИ РЕЗУЛЬТАТА КОСВЕННОГО ИЗМЕРЕНИЯ РАСХОДА

Рассмотрим пример расчета погрешности результата косвенного измерения текущего расхода жидкости (детерминированный подход). Сформулируем некоторые специфические для этой задачи допущения.

А. При выполнении определенных условий (трубопровод на достаточной длине прямой и полностью заполнен жидкостью, движение ее равномерное, внутреннее сечение трубопровода на достаточной длине постоянно и т. п.) значение текущего расхода Q рассчитывается по формуле

$$Q = \rho v S = \rho v \frac{\pi d^2}{4},$$

где ρ — значение плотности жидкости; S — площадь внутреннего сечения трубопровода; d — внутренний диаметр трубопровода; v — скорость движения потока.

Б. Интервал наблюдения так невелик, что можно считать все величины неизменными: $\rho = \text{const}$; $v = \text{const}$; $d = \text{const}$, т.е. используется статическая модель измерения. Поскольку все входящие в выражение величины постоянны, то и значение расхода Q постоянно.

В. Значения величин ρ , v , d в общем случае измеряются различными приборами со своими конкретными погрешностями, определяемыми их классами точности. Погрешности этих промежуточных результатов могут быть найдены на основе паспортных данных и показаний используемых приборов.

Как известно, для такого случая функциональной зависимости (функционал вида «произведение») суммарная предельная относительная погрешность может быть найдена как сумма предельных относительных погрешностей определения значения каждой составляющей исходной величины (погрешностью определения значения числа π пренебрежем):

$$\delta_Q = \delta_\rho + \delta_v + 2\delta_d.$$

Предположим, что предельные относительные погрешности определения исходных величин, найденные по результатам исходных измерений и паспортным данным приборов, равны, соответственно, $\delta_\rho = \pm 1\%$, $\delta_v = \pm 2\%$, $\delta_d = \pm 1,5\%$. Тогда суммарная погрешность δ_Q результата измерения расхода Q :

$$\delta_Q = \pm(1 + 2 + 2 \cdot 1,5) = \pm 6\%.$$

Если относительные погрешности неизвестны, а известны пределы абсолютных погрешностей Δx_i измерения исходных величин и собственно результаты этих измерений X_i , то предельные значения относительных погрешностей δ_{x_i} , %, легко находятся следующим образом:

$$\delta_{x_i} = \frac{\Delta x_i}{X_i} 100.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Блинов О. М., Бельский А. М., Бердышев В. Ф.* Теплотехнические измерения и приборы: Учебник для вузов. — М.: Металлургия, 1993.
2. *Веселовский О. Н., Штейнберг Я. А.* Очерки по истории электротехники. — М.: Изд-во МЭИ, 1993.
3. Измерения в электронике: Справочник / В. А. Кузнецов, В. А. Долгов, В. М. Коневских и др.; Под ред. В. А. Кузнецова. — М.: Энергоатомиздат, 1987.
4. Измерение электрических и неэлектрических величин: Учеб. пособие для вузов / Н. Н. Евтихий, В. Н. Скуторов, В. Ф. Папуловский и др.; Под ред. Н. Н. Евтихия. — М.: Энергоатомиздат, 1990.
5. *Котур В. И., Скомская М. А., Храмова Н. Н.* Электрические измерения и электроизмерительная техника: Учебник для техникумов. — М.: Энергоатомиздат, 1986.
6. *Мейзда Ф.* Электронные измерительные приборы и методы измерений: Пер. с англ. — М.: Мир, 1990.
7. Методы электрических измерений: Учеб. пособие для вузов / Л. Г. Журавин, М. А. Мариненко, Е. И. Семенов и др.; Под ред. Э. И. Цветкова. — Л.: Энергоатомиздат, 1990.
8. Метрология и электроизмерительная техника: Учеб. пособие для вузов / В. И. Диденко, И. Н. Желбаков, В. Ю. Кончаловский и др.; Под ред. В. Н. Малиновского. — М.: Изд-во МЭИ, 1991.
9. Основополагающие стандарты в области метрологии. — М.: Изд-во стандартов, 1986.
10. Основы метрологии и электрические измерения: Учебник для техникумов / Б. П. Авдеев, Е. М. Душин, Е. М. Антонюк и др.; Под ред. Е. М. Душина. — М.: Энергоатомиздат, 1987.
11. *Преображенский В. П.* Теплотехнические измерения и приборы: Учебник для вузов. — 3-е изд., перераб. — М.: Энергия, 1978.
12. *Тюрин Н. И.* Введение в метрологию. — М.: Изд-во стандартов, 1973.
13. *Чистяков В. С.* Краткий справочник по теплотехническим измерениям. — М.: Энергоатомиздат, 1990.
14. Электрические измерения: Учебник для техникумов / Р. М. Демидова-Панферова, В. Н. Малиновский, В. С. Попов и др.; Под ред. В. Н. Малиновского. — М.: Энергоатомиздат, 1982.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	6
Глава 1. Основы метрологии и измерительной техники	14
1.1. Измерение	14
1.1.1. Физическая величина	15
1.1.2. Виды средств измерений	15
1.1.3. Виды и методы измерений	16
1.2. Единство измерений	18
1.2.1. Единицы физических величин	18
1.2.2. Стандартизация	23
1.2.3. Эталоны	25
1.3. Точность измерений	27
1.3.1. Погрешность результата измерения	27
1.3.2. Погрешности средств измерений	29
1.3.3. Классы точности средств измерений	30
1.3.4. Основная и дополнительная погрешности	33
1.3.5. Методическая погрешность	37
1.3.6. Погрешность взаимодействия	39
1.3.7. Динамическая погрешность	41
1.3.8. Субъективная погрешность	43
1.4. Обработка результатов измерений	44
1.4.1. Обработка прямых измерений	45
1.4.2. Многократные прямые измерения	47
1.4.3. Обработка косвенных измерений	48
1.4.4. Расчет погрешности результата косвенного измерения	50
Глава 2. Основные характеристики электрических сигналов и цепей	53
2.1. Параметрическое представление периодических сигналов	53
2.1.1. Напряжения и токи	55
2.1.2. Коэффициенты амплитуды и формы	56
2.1.3. Коэффициент мощности k_u и $\cos \varphi$	57
2.1.4. Мощность и энергия	58

2.2. Функциональное представление периодических сигналов	59
2.2.1. Напряжения и токи	59
2.2.2. Мощность и энергия	60
2.2.3. Коэффициент мощности k_u и $\cos \varphi$	62
2.3. Трехфазные электрические цепи	62
2.3.1. Напряжения и токи в трехфазной цепи	62
2.3.2. Мощность и энергия в трехфазной цепи	64
2.4. Комплексные сопротивления	64
2.4.1. Фазовый сдвиг	65
2.4.2. Добротность и тангенс угла потерь	67
2.5. Несинусоидальность формы сигнала	67
2.5.1. Параметрическое представление	67
2.5.2. Функциональное представление	68
2.6. Качество электроэнергии	71
Глава 3. Аналоговые электроизмерительные приборы	74
3.1. Общие сведения	74
3.2. Электромеханические измерительные приборы	74
3.2.1. Приборы магнитоэлектрической системы	75
3.2.2. Приборы выпрямительной системы	78
3.2.3. Приборы термоэлектрической системы	80
3.2.4. Приборы электромагнитной системы	82
3.2.5. Приборы электродинамической системы	84
3.2.6. Электростатические вольтметры	87
3.2.7. Приборы индукционной системы	89
3.3. Электронные измерительные приборы	94
3.3.1. Электронные вольтметры переменного напряжения	94
3.3.2. Выпрямители (детекторы)	95
3.3.3. Особенности электронных измерительных приборов	102
3.4. Влияние формы сигнала на показания приборов	102
3.4.1. Сигнал без постоянной составляющей	103
3.4.2. Сигнал — сумма переменной и постоянной составляющих	105
Глава 4. Электронно-лучевой осциллограф	110
4.1. Устройство электронно-лучевого осциллографа	110
4.1.1. Каналы вертикального и горизонтального отклонения	111
4.1.2. Электронно-лучевая трубка	112
4.1.3. Двухканальные электронно-лучевые осциллографы	114
4.2. Формирование изображений на экране электронно- лучевой трубки	114
4.2.1. Режим линейной развертки (режим $Y-t$)	114
4.2.2. Режим $Y-X$	118
4.2.3. Растровый режим (режим $Y-X-Z$)	122
4.3. Метрология осциллографических измерений	123

4.3.1. Инструментальная погрешность	123
4.3.2. Погрешность взаимодействия	126
4.3.3. Субъективная погрешность	131
4.4. Оценка погрешностей результатов измерений	132
4.4.1. Режим линейной развертки (режим $Y-t$)	132
4.4.2. Режим $Y-X$	136
4.5. Пример электронно-лучевого осциллографа	138
Глава 5. Аналоговые методы и средства регистрации	141
5.1. Общие сведения	141
5.2. Самопишущие приборы	142
5.3. Светолучевые осциллографы	148
5.4. Измерительные магнитографы	151
5.5. Аналоговые запоминающие осциллографы	154
5.6. Сравнение возможностей аналоговых регистраторов	156
Глава 6. Цифровые измерительные приборы	158
6.1. Цифровые методы и средства измерений	158
6.1.1. Характеристики аналого-цифровых преобразователей	159
6.1.2. Методы аналого-цифрового преобразования	163
6.2. Цифровые частотомеры	166
6.2.1. Режим измерения частоты	167
6.2.2. Режим измерения периода	171
6.2.3. Выбор режима работы	174
6.2.4. Пример цифрового частотомера	176
6.3. Цифровые вольтметры и мультиметры	177
6.3.1. Структура цифрового вольтметра	177
6.3.2. Структура цифрового мультиметра	179
6.4. Особенности выбора приборов	181
6.4.1. Выбор приборов по метрологическим характеристикам	181
6.4.2. Выбор диапазона измерения	185
Глава 7. Цифровая регистрация и анализ сигналов	189
7.1. Общие сведения	189
7.2. Цифровая измерительная регистрация	190
7.2.1. Устройство цифрового измерительного регистратора	190
7.2.2. Дискретизация, квантование и восстановление сигнала	191
7.2.3. Задание интервала регистрации	195
7.3. Цифровой анализ сигналов	200
7.3.1. Области анализа	201
7.3.2. Анализ во временной области	202
7.3.3. Анализ в частотной (спектральной) области	208
7.3.4. Вычисление параметров электропотребления	209
7.4. Характеристики типичных регистраторов/анализаторов	212

7.4.1. Регистраторы/анализаторы параметров электропотребления	212
7.4.2. Мини-логгеры	215
7.4.3. Компьютерные средства регистрации и анализа	216
7.5. Примеры результатов регистрации и анализа	217
Глава 8. Электрические измерения неэлектрических величин	222
8.1. Измерение температуры	222
8.1.1. Контактные методы и средства измерений	224
8.1.2. Бесконтактные методы и средства измерений	239
8.2. Измерение давления	249
8.2.1. Основные понятия	249
8.2.2. Средства измерения давления	251
8.3. Измерение скорости движения потока вещества и его расхода	256
8.3.1. Основные понятия	256
8.3.2. Методы и средства измерения	257
Приложения	269
Приложение 1. Греческий алфавит	269
Приложение 2. Шкалы температур	270
Приложение 3. Связь между различными единицами измерения физических величин	271
Приложение 4. Англоязычные сокращения некоторых единиц измерения	275
Приложение 5. Эксплуатационные характеристики средств измерений	276
Приложение 6. Пример расчета погрешности результата косвенного измерения расхода	280
Список литературы	281

Учебное издание

Панфилов Владимир Александрович

Электрические измерения

Учебник

8-е издание, исправленное

Редактор Л. Л. Жданова

Технический редактор Е. Ф. Коржуева

Компьютерная верстка: Н. Н. Лопашова

Корректоры В. В. Борисова, М. В. Дьяконова

Изд. № 108105797. Подписано в печать 28.12.2012. Формат 60×90/16.
Гарнитура «Таймс». Бумага офс. № 1. Печать офсетная. Усл. печ. л. 18,0.
Тираж 1 000 экз. Заказ № 4636.

ООО «Издательский центр «Академия». www.academia-moscow.ru
129085, Москва, пр-т Мира, 101В, стр. 1.

Тел./факс: (495) 648-0507, 616-00-29.

Санитарно-эпидемиологическое заключение № РОСС RU. AE51. Н 16067 от 06.03.2012.

Отпечатано с электронных носителей издательства.

ОАО «Тверской полиграфический комбинат», 170024, г. Тверь, пр-т Ленина, 5.

Телефон: (4822) 44-52-03, 44-50-34. Телефон/факс: (4822) 44-42-15.

Home page — www.tverpk.ru Электронная почта (E-mail) — sales@tverpk.ru