Г. Я. Мирский

Электронные измерения

Издание четвертое,
переработанное и дополненное

Москва
«Радио и связь»
1986

ББК 32.842
М64
УДК 621.317.3(024)

Мирский Г. Я.
М64 Электронные измерения: 4-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1986. — 440 с., ил.

В пер.: 1 р. 90 к. 30 000 экз.

Излагаются методы электронных измерений, принципы построения аппаратуры и вопросы ее применения. В отличие от предыдущего издания (1975 г.) рассматриваются новые методы измерений и структуры современных приборов, использование микропроцессоров и микро-ЭВМ в средствах измерений, методы тестирования цифровых схем и микропроцессорных систем, принципы построения автоматических измерительных систем и системных интерфейсов. Более подробно излагаются погрешности измерений и измерительных приборов.

Для инженерно-технических работников, использующих и разрабатывающих измерительную технику, может быть рекомендована студентам вузов.

М $\frac{2402020000-070}{046(01)-86}$ 81-86 ББК 32.842

Рецензенты: д-р техн. наук, проф. Н. Б. Резвецов, канд. техн. наук В. Г. Воеводин

Редакция литературы по радиотехнике

ГРИГОРИЙ ЯКОВЛЕВИЧ МИРСКИЙ

ЭЛЕКТРОННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Заведующий редакцией *В. Л. Стерлигов*
Редактор *Э. М. Горелик*
Художественный редактор *Т. В. Бусарова*
Переплет художника *А. С. Двуцева*
Технический редактор *Л. А. Горшкова*
Корректор *Т. Г. Захарова*

ИБ № 1208

Сдано в набор 20.09.85 Подписано в печать 17.01.86
Т-02834 Формат 60×90/16 Бумага кн.-журн. № 2 Гарнитура литературная
Печать высокая Усл. печ. л. 27,5 Усл. кр.-отт. 27,75 Уч.-изд. л. 31,08 Тираж 30 000 экз.
Изд. № 19422 Зак. № 105 Цена 1 р. 90 к.
Издательство «Радио и связь», 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Московская типография № 5 ВГО «Союзучетиздат» 101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

© Издательство «Радио и связь», 1986

ПРЕДИСЛОВИЕ К ЧЕТВЕРТОМУ ИЗДАНИЮ

Десять лет, разделяющие третье и четвертое издания книги, отмечены значительным развитием измерительной техники, радикальным изменением многих средств измерений. Но прежде чем характеризовать состояние электронных измерений, представляется необходимым сказать о том, почему четвертое издание выходит под названием «Электронные измерения» (ранее книга называлась «Радиоэлектронные измерения»). По мнению многих специалистов и, разумеется, автора название «Электронные измерения» точнее отражает сложившееся в современной технике положение. Если 15—20 лет тому назад термин «радиоэлектроника» объединял две отрасли — радиотехнику и электронику, то в наши дни электроника стала столь многогранной и получила столь широкое развитие, что радиоэлектроника воспринимается как одно из направлений электроники. Методы и методики измерений параметров электрических сигналов, принципы построения электронных измерительных приборов, способы тестирования цифровых устройств, вопросы измерения статистических характеристик случайных процессов, источники испытательных сигналов, задачи и направления автоматизации измерений интересуют специалистов, работающих в области электроники, автоматики, кибернетики, вычислительной техники, технической физики, медицинского приборостроения (а также студентов и аспирантов указанных специальностей), не в меньшей степени, чем специалистов в области радиотехники. С другой стороны, основой построения средств измерений стала микроэлектроника, а вычислительная техника так глубоко и прочно вошла в измерительную технику, что современные автоматические измерительные системы называют измерительно-вычислительными комплексами.

Отмеченное смещение акцентов отражают и зарубежные издания: книги, аналогичные данной по кругу излагаемых вопросов, выходят во многих странах под названием «Электронные измерения» или «Электронные приборы и измерения».

По сравнению с третьим изданием содержание книги существенно обновлено — дополнено сведениями, отражающими изменения в измерительной технике за последние десять лет, современное ее состояние и тенденции развития, новые принципы построения средств измерения. Ряд вопросов переработан в методическом плане, что должно облегчить их восприятие.

Говоря о развитии измерительной техники, необходимо прежде всего подчеркнуть качественные изменения средств измерений

вследствие внедрения микропроцессоров и микропроцессорных систем. Они стали органической частью многих электронных измерительных приборов, применяемых для измерения разнообразных параметров электрических сигналов и компонентов цепей, а также характеристик неэлектрических физических величин.

Проникновение микропроцессоров в измерительную технику улучшило многие характеристики средств измерений, придало им новые свойства, открыло пути решения задач, которые ранее вообще не ставились. С помощью микропроцессорных систем, встроенных в измерительные приборы, достигаются многофункциональность приборов, упрощение управления измерительной процедурой, автоматизация регулировок, самокалибровка и автоматическая поверка, улучшение метрологических характеристик, выполнение вычислительных операций, статистическая обработка результатов наблюдений, создание программируемых, полностью автоматизированных приборов. Трудно переоценить значение микропроцессоров для построения измерительно-вычислительных комплексов — автоматизированных средств измерений, предназначенных для исследования, контроля, испытания сложных объектов. Поэтому в книге значительное место отведено изложению принципов построения и возможностей измерительных приборов, содержащих микропроцессорные системы.

Отдавая должное преимуществам микропроцессорных приборов и растущему их удельному весу, следует учитывать, что не каждая задача требует для своего решения использования таких средств измерений. Нередко достаточно располагать более простыми приборами. Кроме того, в эксплуатации находится большое число ранее изготовленных разнообразных аналоговых и цифровых приборов, построенных по схемам с жесткой логикой, причем их выпуск продолжается. Принципы действия подобных приборов в значительной степени сохраняются и в ряде микропроцессорных средств измерения. Все это потребовало освещения широкого круга вопросов, сочетания изложения в книге как традиционных методов и средств измерения, так и принципиально новых.

Четвертое издание, как и предыдущие, написано на основе курсов лекций, читаемых автором в высшем учебном заведении, многолетнего опыта разработки и эксплуатации средств измерений, изучения большого количества литературных источников, докладов на конференциях и симпозиумах, каталогов и проспектов. Книга существенно переработана и дополнена новыми сведениями.

Всем читателям, которые найдут возможность прислать отзывы о том, в какой мере книга оказалась полезной, свои предложения следует направлять в адрес издательства «Радио и связь» (101000, Москва, Почтамт, а/я 693).

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ИЗМЕРЕНИЙ

1.1. ОБЪЕКТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Электронные измерения составляют одну из важных отраслей общей науки об измерениях — метрологии и измерительной техники. Название *электронные измерения* отражает два обстоятельства:

целевое назначение — измерения в электронике и других областях, использующих электронные устройства и системы;

выполнение измерения на основе методов электронной техники и радиотехники, построение измерительных приборов по схемам, основой которых служат электронные (особенно микроэлектронные) блоки и элементы.

Объектами электронных измерений являются значения физических величин, параметры и характеристики электрических сигналов, электронных цепей, компонентов и режимов этих цепей. Понятие цепи в современной электронике и радиотехнике трактуется очень широко: оно включает технические устройства для преобразования, передачи и приема сигналов.

Важной составной частью процедуры измерения параметров или характеристик исследуемого сигнала является предварительная его классификация. Признаки классификации весьма многообразны. Обычно сигналы различают по характеру их изменения: детерминированные и случайные (описываемые вероятностными характеристиками); по роду тока, создающего сигналы: постоянный, переменный (в частном случае гармонический), импульсный; по функции, выполняемой в канале связи: несущие, модулирующие, модулированные, шумы (взаимодействующие с модулированным сигналом), смеси сигнала с шумом.

Следует четко представлять, что нельзя говорить об измерении сигналов вообще. Измерять можно только их определенные параметры или характеристики. Например, при измерении напряжения на выходе некоторого устройства требуется найти конкретное значение параметра напряжения: среднее, среднеквадратическое и т. п. Также неопределенно звучит задание «измерить импульс» — речь может идти об измерении того или иного параметра импульса (последовательности импульсов): максимального (пикового) значения, длительности, временного сдвига относительно опорного импульса и т. п.

Таким образом, измерения параметров сигналов базируются на определенной априорной информации. Часто об ожидаемых значениях судят по общим характеристикам и назначению источника исследуемого сигнала, теоретическим расчетам, результатам сопоставлений с аналогичными источниками.

На основе априорных данных (обычно дополненных предположениями) строится *модель* исследуемого сигнала. Она может быть математической, представляющей собой строгое (формальное) аналитическое идеализированное определение сигнала, или упрощенной физической. Несоответствие реального сигнала выбранной модели служит причиной погрешности измерений, называемой погрешностью классификации сигнала.

В равной мере сказанное относится к электронным и радиотехническим цепям. Измерению их параметров и характеристик также должен предшествовать выбор модели.

Наиболее распространены цепи, осуществляющие преобразование сигналов: усилители, трансформаторы, фильтры, делители напряжения, умножители и делители частоты, дифференцирующие и интегрирующие звенья, приемные устройства, измерительные приборы и т. д. Несмотря на разнообразие этих устройств и неодинаковость выполняемых ими функций, возможны общие приемы их математического описания и классификация.

Если рассматривать исследуемую цепь как четырехполюсник, откликом которого на входной сигнал $X(t)$ является выходной сигнал $Y(t)$, то полной характеристикой такой цепи служит *оператор* — совокупность математических операций, устанавливающих соответствие между входной и выходной функциями.

Модели цепей обычно строят, исходя из математических выражений, описывающих свойства звеньев. Подобные описания дают идеализированное представление. Реальные устройства лишь приближенно адекватны таким моделям. Причины несоответствия реальных объектов исследований принятым моделям весьма многочисленны: идеализированное или неточное описание характеристик звеньев, наличие паразитных, неучтенных связей, влияние шумов и помех и т. п.

Поэтому при измерении параметров и характеристик цепей также возможны погрешности классификации цепи, обусловленные неадекватностью исследуемой цепи выбранной модели.

1.2. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ И ТЕРМИНОЛОГИЯ

Наука об измерениях, методах и средствах обеспечения их единства и способах достижения требуемой точности называется *метрологией*. К основным направлениям (слагаемым) метрологии относят:

общую теорию измерений;

единицы физических величин и их системы;

методы и средства измерений;

методы определения точности измерений;

основы обеспечения единства измерений и единообразия средств измерений;

эталоны и образцовые средства измерений;

методы передачи размеров единиц от эталонов или образцовых средств измерений рабочим средством измерений.

Измерение — это нахождение значения физической величины[1] опытным путем с помощью специальных технических средств. Найденное значение называют *результатом измерения*.

Экспериментальная операция, выполняемая в процессе измерений, в результате которой получают одно значение (из группы значений) физической величины, называется *наблюдением*. В зависимости от особенностей объекта исследования, принятой модели и свойств средств измерения для нахождения значения физической величины могут понадобиться либо однократное измерение, либо многократные наблюдения. Если выполняется серия или серии наблюдений (многократные наблюдения), то результат измерения получают, обработав результаты (группы результатов) наблюдений.

Измерение предполагает сравнение исследуемой физической величины с однородной физической величиной, значение которой принято за единицу. Результат сравнения выражается числом.

Из сказанного следует, что для выполнения измерений необходимо воспроизвести единицу физической величины, сравнить с ней искомое значение и зафиксировать результат сравнения. При измерении параметров сигналов операции сравнения часто предшествует преобразование сигнала к виду, удобному для сравнения.

Таким образом, четырьмя основными слагаемыми измерения являются: воспроизведение единицы физической величины, преобразование исследуемого сигнала, сравнение значения измеряемой физической величины с единицей, воспроизводимой мерой, и фиксация результата сравнения.

Различают прямые, косвенные, совокупные и совместные измерения. На практике экспериментатор наиболее часто встречается с первыми двумя видами.

Прямым называют измерения, при котором искомое значение физической величины находят непосредственно из опытных данных. Например, измерение напряжения вольтметром, фазового сдвига фазометром и т. п.

Косвенное измерение характеризуется тем, что искомое значение физической величины находят по известной математической зависимости между этой величиной и физическими величинами, подвергаемыми прямым измерениям. Иначе говоря, искомое значение данной физической величины определяется косвенным путем — вычисляется по результатам прямых измерений других физических величин.

---

[1] Данное определение измерений не охватывает все объекты измерений, в частности параметры и характеристики сигналов, процессов и цепей, представляющие объекты электронных измерений.

Если физическая величина z, значение которой нужно измерить, представляет собой функцию

$$z=f(x_1, x_2, \ldots, x_q), \qquad (1.1)$$

где $x_1, x_2, \ldots, x_q$ — физические величины, подвергаемые прямым изменениям, и $B_1, B_2, \ldots, B_q$ — результаты прямых измерений физических величин $x_1, x_2, \ldots, x_q$, то результат A косвенного измерения находят из выражения

$$A=f(B_1, B_2, \ldots, B_q). \qquad (1.2)$$

Например, коэффициент усиления усилителя вычисляют по измеренным значениям входного и выходного напряжений: $K=U_{вых}/U_{вх}$.

Под совокупными понимают производимые одновременно измерения нескольких одноименных физических величин, причем искомые значения величин находят решением системы уравнений, получаемых при прямых измерениях различных сочетаний этих величин.

Совместными называют выполняемые одновременно измерения двух или нескольких неодноименных физических величин для установления зависимости между ними.

Технические средства, применяемые в измерениях и имеющие нормированные метрологические характеристики, называют *средствами измерений.*

Сначала определим понятие «метрологические характеристики», а затем дадим классификацию средств измерений.

Метрологические характеристики средств измерений — это характеристики свойств средств измерений, влияющие на результаты и погрешности измерений. К нормируемым метрологическим характеристикам средств измерений (ГОСТ 8.009 — 72) относят номинальное значение однозначной меры, номинальную статическую характеристику преобразования измерительного преобразователя, наименьшую цену деления неравномерной шкалы стрелочного измерительного прибора, номинальную цену единицы младшего разряда кода цифровых средств измерений, характеристики систематической и случайной составляющих погрешности средства измерений, входное сопротивление измерительного прибора и другие характеристики.

Средства измерения можно классифицировать по двум основным признакам: назначению и метрологическим функциям. В зависимости от назначения различают:

меру — средство измерений, предназначенное для воспроизведения физической величины данного значения (например, кварцевый генератор — мера частоты гармонического электрического сигнала);

измерительный прибор — средство измерения, вырабатывающее сигнал измерительной информации[1] в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем. В состав измерительного прибора обычно входят мера, устройство сравнения, один или несколько преобразовательных элементов. Последнее название относят к элементу средств измерений, в котором происходит одно из ряда последовательных преобразований величин. Совокупность преобразовательных элементов средств измерений, осуществляющую все преобразования сигнала измерительной информации, называют измерительной цепью средства измерения.

Измерительный преобразователь — средство измерений, вырабатывающее сигнал измерительной информации в форме, не поддающейся непосредственному восприятию наблюдателем, но удобной для передачи, дальнейшего его преобразования и (или) хранения.

Кроме перечисленных основных разновидностей средств измерений различают измерительные установки и измерительные информационные системы (см. § 12.2), представляющие собой совокупности мер, измерительных приборов и измерительных преобразователей, а также вспомогательных устройств и соединяющих их каналов связи.

Согласно метрологическим функциям средства измерений делят на эталоны, образцовые и рабочие средства измерений.

Эталоном единицы называется средство измерений (или комплекс средств измерений), обеспечивающее воспроизведение и (или) хранение единицы с целью передачи ее размера нижестоящим по поверочной[1] схеме средствам измерений (выполненное по особой спецификации и официально утвержденное в установленном порядке в качестве эталона).

Различают:

первичный эталон, обеспечивающий воспроизведение единицы с наивысшей в стране (по сравнению с другими эталонами той же единицы) точностью. Первичный эталон основной единицы должен воспроизводить единицу в соответствии с ее определением;

вторичный эталон, значение которого устанавливают по первичному эталону;

специальный эталон, обеспечивающий воспроизведение единицы в особых условиях и заменяющий для этих условий первичный эталон;

государственный эталон — первичный или специальный эталон, официально утвержденный в качестве исходного для страны;

эталон-свидетель — вторичный эталон, предназначенный для проверки сохранности государственного эталона и для замены его в случае порчи или утраты;

эталон-копия — вторичный эталон, предназначенный для передачи размеров единицы рабочим эталонам;

[1] Измерительной называют информацию о значениях измеряемых физических величин.

[1] Поверка средства измерений — определение метрологическим органом погрешностей средства измерений и установление его пригодности к применению.

эталон сравнения — вторичный эталон, применяемый для сличения эталонов, которые по тем или иным причинам не удается непосредственно сличить;

рабочий эталон, применяемый для передачи размера единицы образцовым средствам измерений высшей точности и в отдельных случаях наиболее точным рабочим средствам измерений.

Образцовым средством измерений называют меру, измерительный прибор или измерительный преобразователь, служащие для поверки по ним других средств измерений (и утвержденные в качестве образцовых). Их подразделяют на:

исходное образцовое средство измерения — средство измерения, соответствующее высшей ступени поверочной схемы органа метрологической службы;

подчиненное образцовое средство измерения — средство измерения низшего разряда по сравнению с исходным образцовым средством измерений.

Рабочее средство измерений — средство, применяемое для измерений, не связанных с передачей размера единиц. Так, к рабочим относят измерительные приборы, которыми пользуются в повседневной практике, например, измеряя частоту напряжения гетеродина в выпускаемых заводом радиоприемниках.

Чтобы выполнить измерение в соответствии с решаемой задачей и выбранной моделью, применяют различные методы, алгоритмы и методики измерений.

Метод измерения — путь, способ экспериментального нахождения значения физической величины, т. е совокупность приемов использования физических явлений, на которых основаны измерения. Методы измерений значений конкретных величин очень многообразны. В общем же плане различают:

метод прямого сравнения, при котором значение измеряемой физической величины непосредственно (или после преобразования) сравнивается со значением физической величины, воспроизводимой мерой;

дифференциальный метод, при котором измеряется разность между значением искомой величины и известным значением величины, воспроизводимой мерой;

нулевой метод, характеризуемый тем, что результирующий эффект сравнения доводят до нуля соответствующим изменением значения величины, воспроизводимой мерой;

метод замещения, заключающийся в том, что измеряемую физическую величину замещают воспроизводимой мерой величиной известного значения, которое равно значению замещенной величины;

метод совпадений, отличающийся тем, что равенство значений измеряемой величины и величины, воспроизводимой мерой, фиксируют по совпадению отметок шкалы или периодических сигналов.

Алгоритм измерения — точное предписание о выполнении в определенном порядке совокупности операций, обеспечивающих измерение значения физической величины.

Методика измерений — детально намеченный распорядок процесса измерений регламентирующий методы, средства и алгоритмы выполнения измерений, а также обработку их результатов, который в определенных (нормированных) условиях обеспечивает измерения с заданной точностью. Обычно методика измерений включает общие указания, метод и средства измерений, порядок подготовки и проведения измерений, рекомендации по обработке наблюдений.

По ходу измерений и при установке значений параметров источников сигналов экспериментатор снимает отсчеты и показания.

Отсчет — число, фиксируемое по отсчетному устройству средства измерений либо полученное счетом последовательных отметок или сигналов. При пользовании стрелочными приборами отсчет — число, написанное у отметки шкалы, на которой установилась стрелка; применительно к цифровым приборам — число, наблюдаемое на передней панели в виде светящихся цифр. Иногда отсчетом является число, написанное у деления лимба, находящегося против визирной линии.

Показание средства измерений — значение физической величины, определяемое по отсчетному устройству и выраженное в принятых единицах этой величины.

Примеры. 1. Стрелка остановилась в середине шкалы десятивольтового вольтметра. Отсчет — число 5; показание 5 В.

2. Отсчет по шкале стрелочного индикатора ваттметра составил 87 делений шкалы. Цена деления шкалы, т. е. разность значений величины, соответствующих двум соседним отметкам шкалы, равна 2 Вт. Показание 174 Вт.

1.3. ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

При любой степени совершенства и точности измерительной аппаратуры, рационально спланированной методике измерений, тщательности выполнения измерительных операций результат измерений отличается от истинного значения физической величины [1]. Иначе говоря, при всяком измерении неизбежны обусловленные разнообразными причинами отклонения результата измерения от истинного значения измеряемой величины. Эти отклонения называют *погрешностями измерений.*

Не располагая информацией о характере и значении погрешности измерения, последнее нельзя считать достоверным. Поэтому оценка погрешностей и, если возможно, их исключение или уменьшение их влияния на результаты измерений является непременной частью измерительной процедуры.

[1] *Истинным* называют значение физической величины, которое идеальным образом отражает в качественном и количественном отношениях соответствующее свойство объекта исследования.

Классификация погрешностей. Чтобы правильно оценивать погрешности, следует ясно представлять их происхождение, понимать, к какому виду относится данная составляющая погрешности измерений. Это диктует необходимость рассмотрения классификации погрешностей. Их можно классифицировать по многим признакам. Ограничимся следующими шестью признаками.

1. Соответственно *слагаемым измерения* будем различать:

погрешность воспроизведения единицы физической величины, или, иначе, погрешность меры;

погрешность преобразования;

погрешность сравнения;

погрешность фиксации результата сравнения.

2. В зависимости от *причины* (источника) *возникновения* погрешности измерений возможны следующие разновидности погрешности:

метода (методическая) — составляющая погрешности измерений, происходящая от несовершенства метода измерений. Во многих случаях погрешность метода измерения поддается теоретическому расчету. Стремление уменьшить эту погрешность часто требует перехода к другому методу (или алгоритму) измерения, изменения структурной схемы измерительного прибора;

инструментальная (аппаратурная) — составляющая погрешности измерений, обусловленная погрешностями применяемых средств измерений. Она зависит от схемы и качества выполнения преобразовательных элементов, погрешности показывающего прибора, состояния средства измерения в процессе его эксплуатации;

энергетическая — составляющая погрешности измерений, обусловленная потреблением средством измерения мощности от объекта исследования, к которому подключается средство измерения; эта погрешность зависит от свойств и средства измерения и объекта исследования;

порождаемая выходом неинформативных параметров исследуемого сигнала за пределы, допускаемые характеристиками средства измерения;

внешняя, обусловленная внешними по отношению к прибору влияниями, т. е. условиями, в которых проводятся измерения;

субъективная (личная), возникающая вследствие неправильного выбора модели (классификации), несовершенства органов чувств оператора, а также его небрежности или недостаточного внимания в процессе измерений и фиксации их результатов. Характерными примерами субъективных погрешностей могут служить погрешности отсчитывания, интерполяции при отсчитывании, от паралакса.

3. Соответственно *условиям применения средств измерения* разделяют:

основную погрешность средства измерения, которая имеет место при нормальных условиях (окружающая температура, относительная влажность, атмосферное давление, напряжение питания, частота переменного тока, нагрузка, входная и выходная

мощность и др.), оговоренных ГОСТ, а также отраслевыми стандартами и техническими условиями;

дополнительную погрешность средства измерения, появляющуюся при отклонении условий эксплуатации средства измерения от нормальных, т. е. вызванную отклонением одной из влияющих[1] величин от нормального значения или выходом ее за пределы нормальной области значений.

4. В зависимости от *характера поведения измеряемой физической величины в процессе измерения* различают погрешности:

статическую — погрешность средства измерения, используемого для измерения постоянной величины;

средства измерения в динамическом режиме — погрешность средства измерения, используемого для измерения переменной во времени величины;

динамическую — разность между погрешностью средства измерения в динамическом режиме и его статической погрешностью, соответствующей значению величины в данный момент времени.

Погрешность измерительного прибора в динамическом режиме возникает вследствие того, что время установления переходных процессов в приборе больше интервала изменения измеряемой величины. Опираясь на понятия теории случайных процессов, можно сказать, что эта погрешность заметно проявляется тогда, когда постоянная времени прибора превосходит интервал корреляции случайного процесса, реализация которого подана на вход прибора.

5. *По закономерности проявления* различают погрешности:

систематическую — составляющую погрешности измерений, сохраняющую постоянное значение и знак или проявляющуюся с определенной закономерностью при повторных измерениях одного и того же значения физической величины (например, погрешность градуировки шкалы, температурная погрешность и т. п.);

случайную — составляющую погрешности измерений, изменяющуюся случайным образом при повторных измерениях одного и того же значения физической величины, т. е. погрешность, значение и знак которой не могут быть точно предсказаны (например, дрейф на выходе усилителя постоянного тока вольтметра; погрешности, обусловленные действием флуктуационных помех и т. п.);

грубые, существенно превышающие ожидаемую при данных условиях погрешность. Имеются в виду грубые искажения результатов измерения (промахи), являющиеся следствием небрежности или низкой квалификации оператора, неучтенных или неожиданных внешних воздействий.

6. В зависимости от *способа выражения* имеют место две раз-

[1] Влияющей называют физическую величину, не являющуюся измеряемой данным средством измерений, но воздействующую на результаты измерений данным средством (например, влияние температуры на результат измерения частоты).

новидности погрешностей измерений и три — измерительных приборов.

Погрешности измерений делят на:

абсолютную, выражаемую в единицах измеряемой физической величины (вольтах, ваттах, герцах и т. п.) и представляющую собой разность между результатом измерения A и истинным значением A_0 величины:

$$\Delta = A - A_0. \qquad (1.3)$$

Поскольку истинное значение остается неизвестным, на практике пользуются *действительным* значением физической величины, под которым понимают значение, найденное экспериментальным путем и настолько приближающееся к истинному значению, что для данной задачи может быть использовано вместо истинного;

относительную, определяемую как отношение абсолютной погрешности к истинному значению измеряемой физической величины (при $A_0 \neq 0$):

$$\delta = \Delta / A_0, \qquad (1.4)$$

которое часто выражают в процентах. Поскольку результат измерения A обычно мало отличается от истинного значения A_0, то на практике в (1.4) подставляют вместо A_0 число A.

Для измерительных приборов характерны такие разновидности погрешностей:

абсолютная — разность между показанием прибора $A_п$ и истинным значением A_0 измеряемой физической величины:

$$\Delta_п = A_п - A_0. \qquad (1.5)$$

Эта погрешность в общем случае слагается из двух составляющих:

аддитивной, независящей от значения A_0 измеряемой физической величины и суммируемой с ним (смещение нуля);

мультипликативной, зависящей от значения A_0; при наличии этой погрешности результат измерения представляет собой значение A_0, умноженное на некоторый коэффициент (погрешность вызванная непостоянством чувствительности измерительного прибора);

относительная — отношение абсолютной погрешности прибора к истинному значению измеряемой физической величины:

$$\delta_п = \Delta_п / A_0 \qquad (1.6)$$

[на практике в (1.6) вместо A_0 подставляют число $A_п$];

приведенная — отношение абсолютной погрешности к нормирующему значению:

$$\gamma = \Delta_п / L, \qquad (1.7)$$

обычно выражаемое в процентах.

Нормирующее значение L для приборов с равномерной, практически равномерной или степенной шкалой принимают равным:

а) большему из значений шкалы (установленного предела измерений), если нулевая отметка находится на краю или вне шкалы;

б) большему из модулей значений шкалы (установленных пределов измерений), если нулевая отметка расположена внутри рабочей части шкалы.

Завершая классификацию погрешностей, представляется полезным обратить внимание на то, что степень интереса различных специалистов к тому или иному виду погрешности неодинакова и зависит от выполняемой конкретным специалистом роли и решаемой им измерительной задачи.

Само собой разумеется, что лицам, изучающим теорию и технику измерений, необходимо усвоить все виды погрешностей, вникнуть в их сущность.

Конструктор средства измерения, выбирая метод измерения, оценивает погрешность метода, разрабатывая аппаратурное решение — инструментальную погрешность, а выполняя требование к быстродействию средства измерения — динамическую погрешность. Он должен принять меры, гарантирующие, что основная погрешность средства измерения не превзойдет допускаемого предела. При этом он должен проанализировать погрешности по слагаемым измерения. Необходимо также учесть возможную дополнительную погрешность, соответствующую регламентируемым изменениям условий эксплуатации данного средства измерения.

Экспериментатор, который непосредственно проводит измерения, пользуясь выбранными приборами (его принято называть пользователем), решает вопрос о том, проводить измерение один раз или выполнять многократные наблюдения, интересуется возможными систематическими и случайными погрешностями, путями исключения систематических погрешностей, учета и уменьшения влияния случайных погрешностей, стремится избежать грубых погрешностей, принимает меры к уменьшению влияния внешних погрешностей на результат измерения.

Виды погрешностей, которые наиболее важны для потребителя, выбирающего средства измерения, указаны в § 1.6, освещающем вопросы выбора.

Классы точности измерительных приборов. Очень важной характеристикой прибора (средства измерения) является его класс точности. Согласно ГОСТ 16263—70 *классом точности* средства измерений называют обобщенную характеристику средства измерений, определяемую пределами допускаемых основных и дополнительных погрешностей (а также другими свойствами средств измерений, влияющими на точность), значения которых устанавливаются в стандартах на отдельные виды средств измерений.

Следует подчеркнуть, что класс точности прибора характеризует его свойства в отношении точности, но не является непосредственным показателем точности измерений, проводимых с помощью этого прибора.

Предел допускаемой основной погрешности — это наибольшая основная погрешность средства измерений, при которой средство

измерений по техническим требованиям может быть допущено к применению. Способы выражения пределов допускаемых погрешностей измерительных приборов (средств измерений) регламентирует ГОСТ 8.401—80.

Предел допускаемой основной абсолютной погрешности измерительного прибора может быть выражен:

одним значением

$$\Delta_{\text{п.пред}} = \pm a, \qquad (1.8)$$

где $\Delta_{\text{п.пред}}$ — предел допускаемой абсолютной погрешности прибора; a — постоянная величина. Это относится к приборам, у которых преобладает аддитивная составляющая погрешности;

зависимостью предела допускаемой погрешности от показания прибора $A_{\text{п}}$, представленной двучленной формулой:

$$\Delta_{\text{п.пред}} = \pm (a + bA_{\text{п}}), \qquad (1.9)$$

где b — постоянная величина. Такая формула применяется для приборов, у которых аддитивная и мультипликативная составляющие погрешности соизмеримы.

При $b=0$ (1.9) вырождается в (1.8).

Предел допускаемой основной относительной погрешности измерительного прибора в общем виде (в процентах от показания $A_{\text{п}}$ прибора):

$$\delta_{\text{п.пред}} = 100\Delta_{\text{п.пред}}/A_{\text{п}}. \qquad (1.10)$$

В соответствии с (1.10) возможны два способа выражения погрешности $\delta_{\text{п.пред}}$:

когда $a=0$, то в (1.9) $\Delta_{\text{п.пред}} = \pm bA_{\text{п}}$ и тогда после подстановки в (1.10) $\delta_{\text{п.пред}} = \pm 100b$. Обозначив $100b = h$, получим

$$\delta_{\text{п.пред}} = \pm h; \qquad (1.11)$$

когда $a \neq 0$, т. е. $\Delta_{\text{п.пред}} = \pm (a + bA_{\text{п}})$, то

$$\delta_{\text{п.пред}} = \pm 100 (a + bA_{\text{п}})/A_{\text{п}} = 100a/A_{\text{п}} + h.$$

Обозначим $100a = d|A_{\text{к}}|$, где $A_{\text{к}}$ — конечное значение шкалы (установленного предела измерений). Тогда

$$\delta_{\text{п.пред}} = \pm (h + d|A_{\text{к}}/A_{\text{п}}|). \qquad (1.12)$$

Если обозначить $h + d = c$, то получим окончательное выражение предела допускаемой основной относительной погрешности измерительного прибора:

$$\delta_{\text{п.пред}} = \pm [c + d(|A_{\text{к}}/A_{\text{п}}| - 1)]. \qquad (1.13)$$

Предел допускаемой основной относительной погрешности согласно ГОСТ можно выразить и в логарифмических единицах — децибелах:

$$l = H \lg (1 + \delta_{\text{п.пред}}), \qquad (1.14)$$

где $H=10$ при измерении мощности, энергии и других энергетических величин; $H=20$ при измерении напряжения, силы тока, напряженности поля и т. п.; $\delta_{\text{п.пред}}$ — предел допускаемой погрешности в относительных единицах.

Предел допускаемой основной приведенной погрешности измерительного прибора, представленный в процентах от нормирующего значения L:

$$\gamma_{\text{пред}} = 100\Delta_{\text{п.пред}}/L. \qquad (1.15)$$

Связь между классами точности и пределами допускаемых погрешностей средств измерений устанавливает ГОСТ 8.401—80.

Из изложенного видно, что при измерениях с помощью приборов, предел допускаемой относительной погрешности которых определяется (1.12) и (1.13), возможное значение относительной погрешности показания прибора тем меньше, чем ближе показания $A_{\text{п}}$ к конечному значению шкалы (установленного предела измерений). Наименьшее значение погрешности — когда $A_{\text{п}} = A_{\text{к}}$. При работе на начальном участке шкалы относительная погрешность показания может получиться большой. Поэтому следует выбирать измерительный прибор с таким конечным значением шкалы (так устанавливать предел измерений), чтобы отсчет находился в последней части шкалы, ближе к отметке $A_{\text{к}}$.

У многих цифровых измерительных приборов требуемый предел измерений устанавливается автоматически.

Некоторые характеристики измерений, определяемые погрешностями. Приведем определения ряда характеристик измерений, которыми нередко приходится пользоваться:

точность измерений — качество измерений, отражающее близость их результатов к истинному значению измеряемой величины. Высокая точность измерений соответствует малым погрешностям всех видов, как систематических, так и случайных. Количественно точность может быть выражена значением, обратным модулю относительной погрешности. Например, если $\delta = 0{,}1\%$, т. е. 10^{-3}, то точность равна 10^3;

правильность измерений — качество измерений, отражающее близость к нулю систематических погрешностей в их результатах;

сходимость измерений — качество измерений, отражающее близость друг к другу результатов измерений, выполняемых в одинаковых условиях;

воспроизводимость измерений — качество измерений, отражающее близость друг к другу результатов измерений, выполняемых в различных условиях (в различное время, в различных местах, разными методами и средствами);

единство измерений — состояние измерений, при котором их результаты выражены в узаконенных единицах и погрешности измерений известны с заданной вероятностью.

Учет и исключение систематических погрешностей. Как уже отмечалось, измерения правильны, если систематические погрешности в их результатах близки к нулю. Поэтому при измерениях стремятся учесть систематические погрешности и по возможности

исключить их. Однако эта задача не так проста, как может показаться с первого взгляда.

Прежде всего подчеркнем, что само понятие «систематическая погрешность» нуждается в уточнении. По отношению к средствам измерения определенного типа (например, вольтметра В3-48А № 2041) систематическая погрешность — постоянная величина, имеющая фиксированное значение. У другого экземпляра средства измерения того же типа (например, вольтметра В3-48А № 3752) эта погрешность также постоянная величина, но ее значение иное, чем у первого экземпляра. Оставаясь постоянной для каждого конкретного экземпляра средства измерения рассматриваемого типа, систематическая погрешность меняет свое значение от экземпляра к экземпляру. Таким образом, для данного типа средства измерения (множества вольтметров В3-48А) систематическая погрешность — величина случайная. Присущая конкретному экземпляру систематическая погрешность представляет собой реализацию случайной величины, т. е. величину неслучайную.

Из сказанного следует, что возможности исключения систематической погрешности ограничены.

Рассмотрим четыре характерные ситуации, встречающиеся на практике.

1. Реальные условия измерений позволяют устранить источники систематических погрешностей до начала измерений. Иногда это достигается простыми способами: установкой нуля (например, в стрелочном вольтметре), предварительной калибровкой (например, развертывающего напряжения в осциллографе с помощью внутреннего кварцевого калибратора длительности).

2. Происхождение систематической погрешности известно и ее значение (абсолютная величина и знак) может быть достаточно точно определено. В таких случаях вводят поправку или поправочный множитель. По определениям п о п р а в к а[1] — это значение физической величины, одноименной с измеряемой, прибавляемое к полученному при измерении значению для исключения систематической погрешности; п о п р а в о ч н ы й м н о ж и т е л ь — число, на которое с той же целью умножают результат измерения.

В современной измерительной технике все шире применяют приборы, содержащие микропроцессор. Последний часто решает задачу автоматического нахождения значения систематической погрешности и ее исключения.

3. Причина систематической погрешности ясна из физических соображений, но ее абсолютное значение и знак неизвестны. Имеются сведения лишь о пределах, в которых может находиться значение систематической погрешности. В подобных ситуациях учесть эту погрешность можно лишь обращаясь с ней как со случайной величиной. Существенное уменьшение влияния систематической погрешности может дать р а н д о м и з а ц и я[1] — перевод систематической погрешности в случайную. Сущность рандомизации поясним примером.

[1] Поправку, прибавляемую к номинальному значению меры, называют поправкой к значению меры; поправку, вводимую в показание измерительного прибора, называют поправкой к показанию прибора.

Допустим, что в распоряжении пользователя имеется n однотипных приборов (число n достаточно велико), обладающих систематической погрешностью одинакового происхождения (скажем, неточная градуировка шкалы). Как уже отмечалось, для данного прибора эта погрешность — величина постоянная, но от прибора к прибору ее значение меняется случайным образом. Поэтому, если измерить интересующий нас параметр n приборами, т. е. сделать ряд измерений, а затем вычислить среднее арифметическое всех результатов, то значение погрешности существенно уменьшится (как это имеет место при усреднении случайной погрешности).

4. О систематических погрешностях ничего неизвестно, хотя в действительности они имеются, и их значения существенны. Результаты измерений, искаженные такими неучтенными погрешностями, могут вызвать серьезные заблуждения и привести к ошибочным выводам. Поэтому в тех случаях, когда появляются предположения о наличии подобных систематических погрешностей или когда измерения очень ответственны, идут следующим путем: проводят измерения несколькими различными методами, различными приборами и при различных условиях. Применяемые приборы (методы) должны иметь примерно равные погрешности. Хотя указанный трудоемкий путь достаточно надежен, все же полной гарантии исключения скрытых систематических погрешностей он не дает.

Неисключенную систематическую погрешность результата измерений рассматривают как случайную и определяют доверительные границы. При этом руководствуются следующими рекомендациями.

1. Если случайные погрешности пренебрежимо малы, то границами составляющих неисключенной систематической погрешности полагают пределы допускаемых основных и дополнительных погрешностей средств измерений.

2. Проводя суммирование неисключенных систематических погрешностей результата измерения, такие погрешности средств измерений и погрешности поправок рассматривают как случайные величины. При отсутствии априорной информации о законе их распределения принимают модель равномерного распределения.

3. Если неисключенные систематические погрешности обусловлены несколькими источниками (причинами), то доверительные границы (см. далее) вычисляют на основе композиции законов распределения отдельных погрешностей. При равномерном распределении неисключенных систематических погрешностей эти границы вычисляют по формуле

[1] От английского слова random (случайный; беспорядочный) и в буквальном переводе означает: перемешивание, создание беспорядка, хаотичности.

$$\theta = k\sqrt{\sum_{i=1}^{m}\theta_i^2}, \qquad (1.16$$

где θ_i — граница i-й неисключенной систематической погрешности; k — коэффициент, зависящий от принятого значения коэффициента доверия α; m — число частных систематических погрешностей.

Коэффициент k для значений $\alpha=0{,}9$; 0,95; 0,98 и 0,99 полагают равным соответственно 0,95; 1,1; 1,3 и 1,4.

При вычислении границ неисключенной систематической погрешности коэффициент доверия принимают таким же, как и при вычислении доверительных границ случайной погрешности результата измерения.

Характеристики случайных погрешностей и их оценки. Случайные погрешности не могут быть исключены. Для их учета пользуются вероятностными характеристиками. Кроме того, влияние случайных погрешностей на результаты измерений можно уменьшить рациональным выбором методики измерений и соответствующей обработкой результатов наблюдений.

Из теории вероятностей известно, что наиболее полно случайные величины характеризуются законами распределения вероятностей. Поэтому, оперируя со случайными погрешностями, важно знать функцию или плотность распределения вероятностей этих погрешностей. В разнообразных измерительных устройствах законы распределения вероятностей различны. Преимущественно встречаются нормальные и равномерные распределения, а также распределения по закону арксинуса. Возможны и композиции законов распределения.

При теоретических исследованиях закон распределения вероятностей случайных погрешностей наиболее часто полагают гауссовским (нормальным). Формула плотности гауссовского распределения абсолютных погрешностей Δ

$$w(\Delta_\Phi) = \frac{1}{\sigma_\Delta\sqrt{2\pi}}\exp\left[-\frac{(\Delta_\Phi - m_\Delta)^2}{2\sigma_\Delta^2}\right], \qquad (1.17)$$

где σ_Δ и m_Δ — соответственно среднеквадратическое отклонение (корень квадратный из дисперсии) и математическое ожидание (среднее значение) случайной составляющей погрешности Δ; Δ_Φ — фиксированные значения (уровни) случайной величины Δ.

Для нормированных величин $x=\Delta_\Phi/\sigma_\Delta$ при $m_\Delta=0$ выражение (1.17) принимает вид

$$\varphi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right).$$

Соответственно функция гауссовского распределения

$$F_\Gamma(x) = \int_{-\infty}^{x}\varphi(t)\,dt = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{x}\exp\left(-\frac{t^2}{2}\right)dt. \qquad (1.18)$$

Эта функция табулирована.

В теоретических расчетах часто пользуются интегралом вероятности ошибок[1]

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_0^x \exp(-t^2)\,dt \qquad (1.19)$$

или функцией

$$\Phi(x) = \sqrt{\frac{2}{\pi}}\int_0^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right)dt = \operatorname{erf}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right). \qquad (1.20)$$

Интеграл вероятности (1.19) и функция (1.20) также табулированы.

Формулы (1.18) и (1.20) связаны соотношениями

$$\Phi(x)+1 = 2F_\Gamma(x) \qquad (1.21)$$

и

$$F_\Gamma(x) - F_\Gamma(-x) = \Phi(x). \qquad (1.22)$$

Для решения многих задач не требуется знания функции и плотности распределения вероятностей, а вполне достаточными характеристиками случайных погрешностей служат их простейшие числовые характеристики: математическое ожидание $m_\Delta = M[\Delta]$ и среднеквадратическое отклонение σ_Δ (дисперсия $D[\Delta] = D_\Delta = \sigma^2_\Delta$.) Если же известно, что одномерное распределение вероятностей случайных погрешностей гауссовское, то числа σ_Δ и m_Δ полностью определяют его, являются исчерпывающими характеристиками.

Числовые вероятностные характеристики погрешностей, представляющие собой неслучайные величины, теоретически определяются при бесконечном числе опытов. Практически число N наблюдений всегда ограничено. Поэтому реально пользуются статистическими числовыми характеристиками, которые принимают за искомые вероятностные характеристики и называют оценками характеристик. Чтобы подчеркнуть различие между формулами вероятностных характеристик и их оценок, последние отмечают знаком $\hat{}$.

Наиболее распространенной оценкой случайной погрешности является оценка среднеквадратического отклонения $\sigma_\Delta = \sqrt{D_\Delta}$. Найдем выражение оценки $\hat{\sigma}_\Delta$. По определению дисперсия случайной величины Δ:

$$D_\Delta = M[(\Delta - m_\Delta)^2], \qquad (1.23)$$

где M — символ математического ожидания.

Примем в качестве оценки математического ожидания среднее арифметическое значение

$$\hat{M}[(\Delta - m_\Delta)^2] = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}(\Delta_i - m_\Delta)^2. \qquad (1.24)$$

Так как $\sigma_\Delta = \sqrt{D_\Delta}$, то соответственно

[1] Обозначение erf — сокращение названия error function, переводимого как «функция ошибок».

$$\hat{\sigma}_\Delta = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}(\Delta_i - m_\Delta)^2}. \qquad (1.25)$$

Эта оценка несмещенная (и состоятельная) при истинном m_Δ. Но на практике математическое ожидание m_Δ неизвестно: мы располагаем лишь оценкой $\hat{m}_\Delta$. Если подставить ее в (1.25), то оценка $\hat{\sigma}_\Delta$ оказывается смещенной. Чтобы она стала несмещенной (и состоятельной) после замены m_Δ на $\hat{m}_\Delta$, необходимо подкоренное выражение (1.25) умножить на отношение $N/(N-1)$. Тогда

$$\hat{\sigma}_\Delta = \sqrt{\frac{1}{N-1}\sum_{i=1}^{N}(\Delta_i - \hat{m}_\Delta)^2}. \qquad (1.26)$$

Для вычисления абсолютной погрешности требуется найти разность между результатом наблюдения A_i и истинным значением измеряемой величины A_0. Поскольку A_0 никогда неизвестно, то, как уже отмечалось, на практике пользуются действительным значением измеряемой величины. При достаточно большом числе N наблюдений, не искаженных систематической погрешностью, в качестве действительного значения можно принять среднее арифметическое результатов наблюдений

$$A_{ср} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} A_i, \qquad (1.27)$$

причем приближение тем сильнее, чем больше число N наблюдений.

Величину $A_{ср}$ можно рассматривать как оценку A_0, т. е. $\hat{A}_0$. Эта оценка несмещенная и состоятельная. Эффективность или неэффективность оценки зависит от закона распределения случайной величины A (или случайной погрешности Δ). Если распределение A гауссовское, то рассматриваемая оценка асимптотически эффективная.

После замены истинного значения A_0 средним значением $A_{ср}$ появляется возможность найти для каждого наблюдения отклонение

$$v_i = A_i - A_{ср} \qquad (1.28)$$

и использовать для практических расчетов оценку среднеквадратического отклонения случайной погрешности v

$$\hat{\sigma}_v = \sqrt{\frac{1}{N-1}\sum_{i=1}^{N} v_i^2}. \qquad (1.29)$$

Существенно, что среднеквадратическое отклонение результата измерения, определяемого как среднее значение N результатов наблюдений ($A_{ср}$) при большом числе N, намного меньше σ_v. Найдем соотношение между $\sigma_{Aср}$ и σ_v. Так как

$$A_{ср} = \hat{M}[A], \qquad (1.30)$$

где A — случайная величина, представляющая совокупность, множество результатов наблюдений A_i, то дисперсия

$$D[A_{ср}] = D\{\hat{M}[A]\}. \qquad (1.31)$$

При N независимых наблюдениях

$$D\{\hat{M}[A]\} = D[A]/N. \qquad (1.32)$$

Так как $A - A_0 = \Delta$ и A_0 — величина неслучайная, то

$$D[A] = D[\Delta] = D_\Delta. \qquad (1.33)$$

Подстановка (1.32) и (1.33) в (1.31) дает

$$D[A_{ср}] = D_{Aср} = D_\Delta/N, \qquad (1.34)$$

откуда

$$\sigma_{Aср} = \sigma_\Delta/\sqrt{N}. \qquad (1.35)$$

Соответственно

$$\hat{\sigma}_{A\,ср} = \hat{\sigma}_v/\sqrt{N}. \qquad (1.36)$$

Следовательно, среднеквадратическая оценка погрешности среднего арифметического результатов измерений (ее называют также оценкой остаточной погрешности) определяется из формулы

$$\hat{\sigma}_{A\,ср} = \sqrt{\left(\sum_{i=1}^{N} v_i^2\right)\Big/ N(N-1)} = \frac{\hat{\sigma}_v}{\sqrt{N}}. \qquad (1.37)$$

где v_i — отклонение результата наблюдения от среднего значения, определяемое соотношением (1.28).

Из полученных выражений видно, что многократные измерения с последующим усреднением результатов — эффективный способ уменьшения влияния случайной составляющей погрешности на результат измерения.

Доверительный интервал. Рассмотренные оценки результатов измерений, выражаемые одним числом, называют точечными (точка числовой оси, в которой должно находиться значение неизвестного параметра). Поскольку подобную оценку обычно принимают за действительное значение измеряемой величины, то возникает вопрос о точности и надежности полученной оценки. Судят об этом по вероятности α того, что абсолютное значение отклонения $\Delta = \hat{A}_0 - A_0$ будет оставаться меньше некоторой назначенной величины ε:

$$P(|\Delta| < \varepsilon) = \alpha \qquad (1.38)$$

или

$$P(|\hat{A}_0 - A_0| < \varepsilon) = \alpha. \qquad (1.39)$$

В (1.39) величина ε характеризует точность оценки, а вероятность α, называемая *коэффициентом доверия (доверительной вероятностью)*,— надежность оценки.

Неравенство (1.39), записанное для $\hat{A}_0 = A_{ср}$ в форме

$$P(A_{ср} - \varepsilon < A_0 < A_{ср} + \varepsilon) = \alpha, \qquad (1.40)$$

говорит о том, что случайный интервал $J(\alpha) = 2\varepsilon$, простирающийся от $A_{ср} - \varepsilon$ до $A_{ср} + \varepsilon$, с вероятностью α накрывает величину A_0 (неслучайная величина A_0 с вероятностью α оказывается внутри этого интервала). Интервал J_α называется *доверительным*, а его границы — доверительными. Способы нахождения доверительных границ изложены, например, в [13].

Используя интервальную оценку результата измерений, необходимо задавать доверительный интервал и коэффициент доверия. Если закон распределения вероятностей случайных погрешностей известен, то выбор одной из этих величин определяет вторую. Это видно из следующего. После подстановки в (1.38) нормированных величин $X = \Delta/\sigma$ и $\beta = \varepsilon/\sigma$ можно записать известное из теории вероятностей равенство

$$P(-\beta < X < \beta) = F(\beta) - F(-\beta). \qquad (1.41)$$

Следовательно,

$$F(\beta) - F(-\beta) = \alpha \qquad (1.42)$$

и при известной функции распределения $F(x)$ конкретное значение α определяет значение β и наоборот.

Пример. Произведено 20 равноточных измерений (наблюдений) значения напряжения и получены следующие результаты:

$U_1 = 8{,}9$ В; $U_2 = 8{,}7$ В; $U_3 = 9{,}0$ В; $U_4 = 8{,}6$ В;
$U_5 = 8{,}4$ В; $U_6 = 8{,}7$ В; $U_7 = 8{,}2$ В; $U_8 = 8{,}8$ В;
$U_9 = 9{,}2$ В; $U_{10} = 8{,}9$ В; $U_{11} = 8{,}8$ В; $U_{12} = 8{,}8$ В;
$U_{13} = 8{,}5$ В; $U_{14} = 8{,}8$ В; $U_{15} = 9{,}0$ В; $U_{16} = 8{,}6$ В;
$U_{17} = 9{,}3$ В; $U_{18} = 8{,}8$ В; $U_{19} = 8{,}9$ В; $U_{20} = 8{,}7$ В.

Закон распределения вероятностей погрешностей — гауссовский. Требуется: найти оценку действительного значения напряжения $U_{ср}$; определить доверительные границы и построить доверительный интервал для A_0, соответствующий коэффициенту доверия $\alpha = 0{,}9$.

Решение

1. Приняв в качестве оценки действительного значения среднее арифметическое значение $U_{ср}$, согласно (1.27) получим:

$$U_{ср} = \frac{1}{20}\sum_{i=1}^{20} U_i = 8{,}78 \text{ В}.$$

2. Доверительные границы $(U_{ср} - \varepsilon;\ U_{ср} + \varepsilon)$ найдем из (1.42). Поскольку закон распределения вероятностей гауссовский, то можно воспользоваться (1.22). Сопоставление этих двух формул приводит к уравнению $\alpha = \Phi(\beta)$ или с учетом (1.21) $(\alpha+1)/2 = F_\Gamma(\beta)$. Из таблицы найдем, что при $\alpha = 0{,}9$ $\beta = 1{,}65$.

Так как $\beta = \varepsilon/\hat{\sigma}_{U_{ср}}$, то $\varepsilon = \beta\hat{\sigma}_{U_{ср}}$.

Среднеквадратическую оценку $\hat{\sigma}_{U_{ср}}$ вычисляем по формуле (1.37):

$$\hat{\sigma}_{U_{ср}} = \sqrt{\left[\sum_{i=1}^{20} (U_i - 8{,}78)^2\right] \Big/ 20 \cdot 19} \approx 0{,}053 \text{ В}.$$

Следовательно, $\varepsilon = 1{,}65 \cdot 0{,}053 \approx 0{,}087$ В. Доверительные границы

$$(U_{ср} - \varepsilon = 8{,}693 \text{ В};\ U_{ср} + \varepsilon = 8{,}867 \text{ В}).$$

Доверительный интервал $J_\alpha = 0{,}174$ В.

При малом числе результатов наблюдений ($N \leqslant 15$) не проверяют принадлежности их к гауссовскому распределению. Доверительные границы можно найти по изложенной методике лишь тогда, когда имеется априорная информация о гауссовском распределении результатов наблюдений. Однако в связи с малым числом наблюдений доверительный интервал должен быть расширен. Его находят из выражения

$$J'_\alpha = 2t_{\alpha;N}\hat{\sigma}_{ри},$$

т. е. в место коэффициента β используют коэффициент $t_{\alpha;N}$. Последний представляет собой параметр распределения Стьюдента, для которого плотность вероятности [13]

$$S_{N-1}(t) = \frac{\Gamma(N/2)}{\sqrt{(N-1)\pi}\,\Gamma(N-1/2)}\left(1 + \frac{t^2}{N-1}\right)^{-N/2}, \qquad (1.43)$$

где $\Gamma(\cdot)$ — гамма-функция.

Из (1.43) видно, что распределение Стьюдента зависит только от числа измерений N, но не от значений $A_{ср}$ и $\hat{\sigma}_{ри}$.

Доверительная вероятность α определяется из выражения

$$\alpha = 2\int_0^{t_{\alpha;N}} S_{N-1}(t)\,dt.$$

Значения коэффициента $t_{\alpha;N}$ табулированы (см., например, [13]), что позволяет определить коэффициент $t_{\alpha;N}$ для заданной доверительной вероятности α и данного числа измерений N (или $N-1$), при котором получена оценка $A_{ср}$.

Замена коэффициента β коэффициентом $t_{\alpha;N}$ дает

$$\varepsilon' = t_{\alpha;N}\hat{\sigma}_{ри} \qquad (1.44)$$

и соответственно доверительные границы $(A_{ср} - \varepsilon';\ A_{ср} + \varepsilon')$.

В теории и практике измерений нередко интересуются *максимальной погрешностью*. Пользуясь этим понятием, необходимо иметь в виду, что говорить о максимальном значении случайной погрешности можно только в вероятностном смысле, т. е. можно определить вероятность того, что абсолютная погрешность Δ не превзойдет некоторого назначенного числа — предела M:

$$P(|\Delta| < M) = \alpha_M. \qquad (1.45)$$

Величину M принимают за максимальную случайную погрешность.

Если положить $M=\beta_M\sigma_\Delta$ и пронормировать все величины по отношению к σ_Δ, то

$$P(-\beta_M<X<\beta_M)=\alpha_M. \qquad (1.46)$$

При гауссовском распределении вероятностей в соответствии с (1.46) и (1.22)

$$P(-\beta_M<X<\beta_M)=F_г(\beta_M)-F_г(-\beta_M)=\Phi(\beta_M).$$

Обычно полагают максимальную погрешность $M=3\sigma_\Delta$ (некоторые авторы и официальные инструкции опираются и на другие соотношения: $M=2\sigma_\Delta$; $M=4\sigma_\Delta$).

Когда $\beta_M=3$, то $\alpha_M=\Phi(\beta_M)=0{,}9973$, т. е. вероятность того, что абсолютная погрешность меньше $3\sigma_\Delta$, равна 0,9973, а вероятность ее выхода за предел $\pm3\sigma_\Delta$ составляет $1-0{,}9973=0{,}0027=1/370$. Это означает, что в среднем такая погрешность появляется 1 раз на 370 измерений.

Таким образом, в случае гауссовского распределения вероятностей интервал $2\beta_M\sigma_\Delta$ представляет собой интервал достоверно различимого результата измерения.

Методика статистической обработки результатов наблюдений. Излагаемая далее методика относится к прямым измерениям с многократными наблюдениями. Предполагается, что наблюдения равноточные: выполняются данным экспериментатором в одинаковых условиях, одним и тем же прибором. Методика сводится к следующему:

1. Проводят N наблюдений (единичных измерений) и фиксируют N результатов наблюдений одного и того же значения физической величины (N показаний прибора): $A'_1, A'_2, \ldots, A'_i, \ldots, A'_N$.

2. Исключают известные систематические погрешности из результатов наблюдений и получают исправленные результаты $A_1, A_2, \ldots, A_i, \ldots, A_N$.

3. Находят среднее арифметическое значение исправленных результатов наблюдений по (1.27) и принимают $A_{ср}$ за результат измерения.

4. Вычисляют оценку среднеквадратического отклонения результатов наблюдений:

а) находят согласно (1.28) отклонения от среднего арифметического

$$v_1=A_1-A_{ср};\ v_2=A_2-A_{ср};\ \ldots;\ v_i=A_i-A_{ср};\ \ldots;\ v_N=A_N-A_{ср};$$

б) проверяют правильность вычислений; если они правильны, то

$$\sum_{i=1}^{N} v_i=0; \qquad (1.47)$$

в) получают квадраты отклонений от среднего $v^2_1; v^2_2; \ldots; v^2_i; \ldots; v^2_N$;

г) определяют в соответствии с (1.29) оценку среднеквадратического отклонения;

д) находят значение относительной среднеквадратической случайной погрешности по формуле

$$\delta_v=\hat{\sigma}_v/A_{ср}. \qquad (1.48)$$

5. Вычисляют оценку среднеквадратического отклонения результата измерения

$$\hat{\sigma}_{р.и}=\hat{\sigma}_v/\sqrt{N}.$$

6. Проверяют гипотезу о том, что распределение результатов наблюдений — гауссовское.

7. Вычисляют доверительные границы случайной погрешности результата измерения:

а) задаются коэффициентом доверия α;

б) пользуясь для гауссовского распределения формулой $(\alpha+1)/2=F_г(\beta)$, по таблице определяют значение β, соответствующее заданному коэффициенту доверия α;

в) находят значение ε из выражения

$$\varepsilon=\beta\hat{\sigma}_{р.и}; \qquad (1.49)$$

г) вычисляют доверительные границы $(A_{ср}-\varepsilon;\ A_{ср}+\varepsilon)$;

д) определяют доверительный интервал $J_\alpha=2\varepsilon$.

При неравноточных измерениях (различные операторы, разные приборы, неодинаковые условия измерений), вычисляя погрешности, вместо среднего арифметического значения результатов измерений используют *среднее взвешенное*, т. е. учитывают веса измерений.

Если $A_1, A_2, \ldots, A_N$ — независимые результаты наблюдений одного и того же значения физической величины, среднеквадратические отклонения которых соответственно $\sigma_1, \sigma_2, \ldots, \sigma_N$, то в качестве оценки измеряемого значения используют выражение

$$\hat{A}_0=A_{ср.вз}=\left(\sum_{i=1}^{N} g_i A_i\right)\Big/\left(\sum_{i=1}^{N} g_i\right), \qquad (1.50)$$

где $g_i=1/\sigma^2_i$ — вес i-го измерения.

Средневзвешенная оценка (1.50) является несмещенной, эффективной и состоятельной, имеет простую аналитическую форму, удобную для практических расчетов.

Завершая изложение методики обработки результатов наблюдений, следует отметить, что в последние годы активно ведутся работы по созданию методов статистической обработки информации, устойчивых к возможным отклонениям распределения вероятностей и других характеристик обрабатываемых данных от исходных предположений. Эти методы называют *робастными*[1]. Ос-

[1] От английского robust — крепкий, сильный, здравый.

новные идеи робастных методов обработки результатов наблюдений изложены во многих журнальных статьях, например в обзоре [91].

Суммирование погрешностей. При суммировании погрешностей руководствуются следующим:

1. *Систематические погрешности* s_i, если они известны или достаточно точно определены, суммируют алгебраически (с учетом собственных знаков):

$$s_\Sigma = \sum_{i=1}^{n} s_i. \tag{1.51}$$

Возможны ситуации, когда суммарная погрешность $s_\Sigma = 0$. Например, если $s_1 = s$, а $s_2 = -s$, то $s_\Sigma = s_1 + s_2 = 0$.

Уже отмечалось, что нередко систематические по своей природе погрешности носят характер случайных. Кроме того, как указывалось, иногда для того чтобы учесть систематические погрешности, их рандомизируют. Поэтому имеется тенденция при суммировании рассматривать все погрешности измерительной аппаратуры как случайные.

2. *Случайные погрешности* (среднеквадратические оценки) суммируют с учетом их взаимных корреляционных связей. Из теории вероятностей известно, что дисперсия суммы двух случайных величин

$$\sigma^2_\Sigma = \sigma^2_1 + 2\rho\sigma_1\sigma_2 + \sigma^2_2, \tag{1.52}$$

где σ^2_1 и σ^2_2 — дисперсии случайных величин; ρ — коэффициент корреляции между ними.

Отсюда суммарная среднеквадратическая погрешность

$$\sigma_\Sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + 2\rho\sigma_1\sigma_2 + \sigma_2^2}. \tag{1.53}$$

Так как обычно информация о мере корреляционных связей отсутствует, то на практике рассматривают два крайних случая: $\rho \approx 0$ и $\rho \approx \pm 1$. При этом:

а) некоррелированные (вызванные взаимно независимыми источниками или причинами) погрешности суммируются геометрически:

$$\sigma_\Sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}. \tag{1.54}$$

Если источников погрешностей n, то

$$\sigma_\Sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} \sigma_i^2}, \tag{1.55}$$

где σ_i — среднеквадратическая оценка погрешности, обусловленной i-м источником;

б) случайные погрешности, сильно или жестко коррелированные ($\rho \approx \pm 1$), суммируются с учетом следующих предпосылок. Если данная причина вызывает в различных узлах прибора изменения погрешностей в одном и том же направлении, то погрешности складываются, т. е.

$$\sigma_\Sigma = \sigma_1 - \sigma_2. \tag{1.56}$$

Если же изменения получаются противоположными, погрешности вычитают, т. е.

$$\sigma_\Sigma = |\sigma_1 - \sigma_2|. \tag{1.57}$$

3. Суммирование *систематической* погрешности со *случайной* осуществляют с учетом корреляционных связей по тому же принципу, что и суммирование случайных погрешностей.

Погрешности косвенных измерений. Как следует из определения, при косвенных измерениях искомое значение величины находят на основании известной функциональной зависимости между этой величиной (функцией) и величинами, подвергаемыми прямым измерениям (аргументами). Поэтому возникает задача: определить погрешности функции при данных погрешностях аргументов. Решение такой задачи представляет значительный интерес для измерительной техники. Это объясняется рядом причин:

косвенные измерения используют не так уж редко — при испытаниях или исследованиях вновь созданных устройств и систем, когда отсутствуют соответствующие средства прямых измерений;

часто прибор (например, программируемый мультиметр, управляемый микропроцессором), внешне выполняющий прямое измерение некоторого параметра, фактически осуществляет измерение косвенное — оно скрыто, так как вычисления производятся автоматически;

в некоторых приборах измерение искомого параметра базируется на измерении отношения двух значений величины, причем знаменатель представлен в виде единицы;

возможны ситуации, когда требуется определить общую инструментальную (аппаратурную) погрешность измерительного прибора, которая представляет собой функцию погрешностей различных узлов и элементов, входящих в прибор.

Определение погрешностей функции результатов измерений базируется на двух теоремах теории погрешностей измерений.

Теорема 1. Пусть физическая величина y, значение которой измеряют косвенным путем, представляет собой линейную функцию

$$y = c_0 + c_1x_1 + c_2x_2 + \ldots + c_qx_q \tag{1.58}$$

($c_0, c_1, c_2, \ldots, c_q$ — постоянные коэффициенты) и $B_1, B_2, \ldots, B_q$ — независимые результаты прямых измерений значений аргументов $x_1, x_2, \ldots, x_q$, полученные с абсолютными среднеквадратическими случайными погрешностями[1] $\sigma_1, \sigma_2, \ldots, \sigma_q$ и содержащие соответственно абсолютные систематические погрешности[2] $s_1, s_2, \ldots, s_q$. Тог-

[1] Предполагается, что погрешности независимы друг от друга и от измеряемых значений.

[2] Имеются в виду аддитивные систематические составляющие (алгебраически суммируемые с истинным значением).

да результат косвенного измерения, определяемый из формулы

$$A = c_0 + c_1 B_1 + c_2 B_2 + \ldots + c_q B_q, \qquad (1.59)$$

содержит абсолютную систематическую погрешность

$$s_A = c_1 s_1 + c_2 s_2 + \ldots + c_q s_q \qquad (1.60)$$

и характеризуется абсолютной среднеквадратической случайной погрешностью

$$\sigma_A = \sqrt{c_1^2 \sigma_1^2 + c_2^2 \sigma_2^2 + \ldots + c_q^2 \sigma_q^2}. \qquad (1.61)$$

Теорема 2. Пусть физическая величина z, значение которой измеряют косвенным путем, представляет собой нелинейную дифференцируемую функцию

$$z = f(x_1, x_2, \ldots, x_q) \qquad (1.62)$$

и B_1, B_2, ..., B_q — независимые результаты прямых измерений значений аргументов x_1, x_2, ..., x_q, полученные с абсолютными среднеквадратическими случайными погрешностями[1] σ_1, σ_2, ..., σ_q и содержащие соответственно абсолютные систематические погрешности s_1, s_2, ..., s_q. Тогда результат косвенного измерения, определяемый из выражения

$$A = f(B_1, B_2, \ldots, B_q), \qquad (1.63)$$

содержит абсолютную систематическую погрешность

$$s_A \approx \frac{\partial z}{\partial x_1} s_1 + \frac{\partial z}{\partial x_2} s_2 + \ldots + \frac{\partial z}{\partial x_q} s_q \qquad (1.64)$$

и характеризуется абсолютной среднеквадратической случайной погрешностью

$$\sigma_A \approx \sqrt{\left(\frac{\partial z}{\partial x_1}\right)^2 \sigma_1^2 + \left(\frac{\partial z}{\partial x_2}\right)^2 \sigma_2^2 + \ldots + \left(\frac{\partial z}{\partial x_q}\right)^2 \sigma_q^2}. \qquad (1.65)$$

При коррелированных погрешностях результатов прямых измерений

$$\sigma_A \approx \sqrt{\sum_{i=1}^{q} \left(\frac{\partial z}{\partial x_i} \sigma_i\right)^2 + 2 \sum_{i \neq j} \left(\frac{\partial z}{\partial x_i}\right)\left(\frac{\partial z}{\partial x_j}\right) K_{ij}}, \qquad (1.66)$$

где $K_{ij} = \rho_{ij} \sigma_i \sigma_j$ — корреляционный момент.

Установление корреляции между погрешностями в большинстве случаев затруднительно. Обычно, если она есть, то полагают $\rho_{ij} = 1$; если она отсутствует, то $\rho_{ij} = 0$.

[1] Предполагается, что погрешности независимы друг от друга и от измеряемых значений, а также настолько малы, что функция $z = f(x_1, x_2, \ldots, x_q)$ в этих пределах изменения аргументов может быть линеаризована, т. е. при разложении функции z в ряд Тейлора могут быть учтены только члены первого порядка.

Когда знаки частных систематических погрешностей s_1, s_2, ..., s_q неизвестны, то систематическую погрешность результата косвенных измерений находят из формулы

$$s_A = \left|\frac{\partial z}{\partial x_1} s_1\right| + \left|\frac{\partial z}{\partial x_2} s_2\right| + \ldots + \left|\frac{\partial z}{\partial x_q} s_q\right|. \qquad (1.67)$$

Эту погрешность называют предельной.

При расчете относительных погрешностей $\delta_{\text{сист}}$ и $\delta_{\text{сл}}$ выражения для s_A и σ_A относят к результату косвенных измерений A. Чтобы получить расчетные формулы, правые части выражений (1.60)—(1.61) и (1.64)—(1.67) после взятия частных производных делят соответственно на правые части функции y или z и в полученных выражениях заменяют аргументы x_1, x_2, ..., x_q результатами их измерений.

Пример 1. Пусть функция $y = x_1 + x_2$ $(A = B_1 + B_2)$. Тогда абсолютные погрешности

$$s_A = s_1 + s_2 \quad \text{и} \quad \sigma_A = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2};$$

относительные погрешности

$$\delta_{\text{сист}} = \frac{s_1 + s_2}{A} = \frac{s_1 + s_2}{B_1 + B_2} \quad \text{и} \quad \delta_{\text{сл}} = \frac{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}}{B_1 + B_2}.$$

Необходимо обратить внимание на то, что измерение значения функции $y = x_1 - x_2$ $(A = B_1 - B_2)$ может сопровождаться большими относительными погрешностями при малых разностях. Это видно из формулы относительной погрешности

$$\delta_{\text{сл}} = \frac{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}}{B_1 - B_2}.$$

Пример 2. Пусть $z = x_1 x_2$ $(A = B_1 B_2)$. Так как $\partial z / \partial x_1 = x_2$ и $\partial z / \partial x_2 = x_1$, то после замены аргументов x_1 и x_2 результатами их измерений B_1 и B_2 найдем, что абсолютные погрешности

$$s_A \approx B_2 s_1 + B_1 s_2 \quad \text{и} \quad \sigma_A \approx \sqrt{B_2^2 \sigma_1^2 + B_1^2 \sigma_2^2}.$$

Разделив выражения частных производных на $x_1 x_2$, после подстановки значений B_1 и B_2 получим для относительных погрешностей:

$$\delta_{\text{сист}} \approx \frac{s_1}{B_1} + \frac{s_2}{B_2} = \delta_{1\,\text{сист}} + \delta_{2\,\text{сист}}$$

и

$$\delta_{\text{сл}} \approx \sqrt{\left(\frac{\sigma_1}{B_1}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_2}{B_2}\right)^2} = \sqrt{\delta_{1\,\text{сл}}^2 + \delta_{2\,\text{сл}}^2}.$$

В заключение необходимо подчеркнуть, что при косвенных измерениях ошибки вычисления функции должны быть на порядок меньше погрешностей непосредственных измерений аргументов.

Если это почему-либо не удается сделать (как, например, в некоторых приборах, автоматизирующих вычислительную процедуру с целью получения прямых показаний), то ошибку вычислений следует учесть как независимую составляющую общей погрешности.

1.4. КЛАССИФИКАЦИЯ И ОБОЗНАЧЕНИЯ ПРИБОРОВ

Электронные измерительные приборы и меры электрических величин для них согласно ГОСТ 15094—69 разделены по характеру измерений и виду измеряемых величин на подгруппы, обозначаемые прописными буквами русского алфавита. Например, приборам для измерения напряжения присвоена буква В, приборам для измерения частоты — буква Ч и т. д.

Приборы, входящие в подгруппу, делятся на виды соответственно основной выполняемой функции. Видам присваивается буквенно-цифровое обозначение, состоящее из буквы подгруппы и номера вида. Так, например, вид «Вольтметры переменного тока» обозначается В3, вид «Вольтметры импульсного тока» — В4 и т. д. Полное наименование прибора определяется наименованием вида, к которому прибор относится.

По совокупности технических характеристик и очередности разработок приборы каждого вида разделяются на типы, которым соответствует порядковый номер модели. Таким образом, внутри вида приборы различают по номеру модели.

Обозначение прибора состоит из обозначения вида и номера модели, причем перед последним ставится дефис.

Прописная буква русского алфавита, стоящая после номера модели, указывает на то, что прибор модернизировался. Порядковый номер буквы в алфавите соответствует числу модернизаций. Буква Т свидетельствует, что прибор предназначается для эксплуатации в условиях тропического климата. При модернизации таких приборов буква Т ставится после буквы модернизации.

Еще один дополнительный элемент обозначения введен, чтобы отличать конструктивное исполнение приборов с одинаковыми электрическими характеристиками. В подобных случаях после номера модели через дробь ставится цифра, отмечающая порядковый номер конструктивной модификации.

Обозначение многофункционального (комбинированного) прибора, измеряющего несколько параметров, составляется из обозначения вида, к которому прибор относится по основной выполняемой функции. К буквенному обозначению вида таких приборов добавляют букву К, если в данной подгруппе отсутствует вид «универсальные».

Блоки приборов входят в подгруппу Я. Их обозначение состоит из обозначения вида, к которому относится блок подгруппы Я, с добавлением индекса подгруппы по выполняемой фуикции.

1.5. ОБЩИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

Измерительные генераторы сигналов. Они характеризуются следующими показателями:

параметры выходных сигналов. К ним относятся частота гармонического напряжения, форма, полярность, длительность и частота следования импульсов, уровень напряжения (мощности) выходного сигнала и т. п.;

сопротивления внешних нагрузок, которые допускается подключать к основным и вспомогательным выходам генераторов;

погрешности установки и допускаемые изменения выходных параметров.

Приборы для измерения параметров сигналов. Для них характерны такие основные показатели:

диапазон показаний — область значений шкалы[1], ограниченная начальным и конечным значениями шкалы, т. е. наименьшим $A_{мин}$ и наибольшим $A_{макс}$ значениями измеряемой величины, указанными на шкале;

диапазон измерений — область значений измеряемой величины, для которой нормированы допускаемые погрешности измерительного прибора (средства измерения);

предел измерений — наибольшее или наименьшее значение диапазона измерений;

область рабочих частот — полоса частот, в пределах которой погрешность прибора, вызванная изменением частоты, не превышает допускаемого предела;

чувствительность по измеряемому параметру — отношение изменения сигнала на выходе измерительного прибора к вызвавшему его изменению измеряемой величины.

Различают абсолютную чувствительность

$$\varepsilon = \Delta l / \Delta A$$

и относительную чувствительность

$$\varepsilon_0 = \Delta l (\Delta A / A),$$

где Δl — изменение сигнала на выходе; A — измеряемая величина; ΔA — изменение измеряемой величины.

Например, абсолютная чувствительность миллиамперметра может быть выражена отношением деление/миллиампер; у осциллографа — отношением видимого отклонения луча в миллиметрах к вызвавшему это отклонение напряжению в милливольтах; у гетеродинного частотомера — деление/килогерц;

предельная чувствительность по напряжению (току или мощности) — минимальное значение напряжения (тока или мощности) исследуемого сигнала, подаваемого на вход прибора, которое необходимо для получения уверенного отсчета;

разрешающая способность (абсолютная) — минимальная разность двух значений измеряемых однородных величин, которая может быть различима с помощью прибора;

[1] Шкалой средства измерения называется часть отсчетного устройства, представляющая собой совокупность отметок и проставленных у некоторых из них чисел отсчета или других символов, соответствующих ряду последовательных значений величин. Число отсчета – это число, соответствующее некоторому значению измеряемой величины или указывающее порядковый номер отметки.

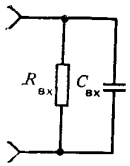


Рис. 1.1

время измерения — время, прошедшее с момента изменения измеряемой величины или начала принудительного цикла измерения до момента получения нового результата измерения на отсчетном устройстве с нормированной погрешностью;

скорость измерения, быстродействие — максимальное число измерений в единицу времени, выполняемых с нормированной погрешностью;

входное сопротивление — сопротивление прибора со стороны его входных зажимов. Для гармонического сигнала оно определяется отношением комплексной амплитуды напряжения, подаваемого на вход прибора, к комплексной амплитуде тока, вызываемого этим напряжением во входной цепи: $Z_{вх}=U_{вх}/I_{вх}$. От входного сопротивления зависит степень влияния прибора на работу схемы, к которой он подключается.

Чаще всего электронные измерительные приборы подключают параллельно участку цепи, в котором производятся измерения. При не очень высоких частотах входная цепь прибора, включаемого параллельно, обычно может быть представлена эквивалентной схемой, изображенной на рис. 1.1 (на СВЧ в схеме должно быть отображено влияние индуктивностей вводов и соединительных проводов).

Приборы обычно конструируют так, чтобы активное входное сопротивление $R_{вх}$ было как можно больше, а входная емкость $C_{вх}$ как можно меньше. Поэтому в области низких частот ω, когда емкостное сопротивление очень велико по сравнению с активным сопротивлением ($1/\omega C_{вх}\gg R_{вх}$), $Z_{вх}\approx R_{вх}$.

В области высоких частот входное сопротивление определяется преимущественно емкостью $Z_{вх}\approx 1/j\omega C_{вх}$, так как $1/\omega C_{вх}\ll R_{вх}$.

Класс точности прибора. Эта характеристика уже рассмотрена в § 1.3.

1.6. ВЫБОР ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРИБОРА

Правильно выбрать измерительный прибор — это значит применить такой прибор, основные характеристики которого соответствуют свойствам и параметрам исследуемого сигнала или цепи, а также требованиям решаемой задачи.

Поскольку до проведения измерений сведения об объекте измерения и о свойствах сигнала (цепи) весьма ограничены, то обычно, как отмечалось в § 1.1, опираются на принятую модель сигнала (цепи). Поэтому на практике прибор выбирают так, чтобы он должным образом соответствовал принятой модели. При этом учитывают все основные параметры сигнала (цепи), а не только тот, что подлежит измерению. Например, если объектом измерения — информативным параметром — служит максимальное значение напряжения прямоугольных импульсов периодической

последовательности, то для выбора вольтметра важно знать и неинформативные параметры: длительность импульса (она определяет ширину спектра сигнала и, следовательно, полосу пропускания выбираемого прибора), частоту следования импульсов или скважность.

Однако руководствоваться только моделью при выборе прибора недостаточно, так как перед экспериментатором могут стоять различные задачи. Поэтому выбор прибора диктуется измерительной задачей. Она прежде всего указывает, какой параметр необходимо измерить.

Предположим, что модель исследуемого сигнала представляет собой периодическую последовательность прямоугольных СВЧ радиоимпульсов. Если объект измерения — частота следования импульсов, то выбирается сравнительно низкочастотный частотомер; если же нужно измерить несущую частоту, выбирают частотомер диапазона СВЧ.

В зависимости от характера решаемой задачи в одном случае требуются прямые измерения, в другом допустимы косвенные, а в третьем необходимо измерение полностью автоматизировать.

В некоторых ситуациях решающим фактором является время (продолжительность) измерений, и это определяет требуемое быстродействие прибора. Иногда, выбирая измерительный прибор из ряда нескольких близких по своим характеристикам приборов, согласно решаемой задаче во главу угла ставят габариты, массу, удобство эксплуатации, стоимость прибора.

Особо следует остановиться на выборе прибора по классу точности. Встречаются лица, преимущественно среди начинающих заниматься измерениями, полагающие, что нужно стремиться применять приборы возможно более высокой точности. Нередко можно услышать мнение: «Чем выше точность измерений, тем лучше». Такой подход нерационален, он может повлечь неоправданно высокие стоимость и продолжительность измерений, привести к непозволительной расточительности.

Допускаемая погрешность измерений определяется решаемой задачей. Не следует задаваться целью получить погрешность измерений, во много раз меньшую допускаемой. Например, если по условиям измерительной задачи требуется измерить напряжение постоянного тока с допускаемой погрешностью 5%, то не следует выбирать цифровой вольтметр, предназначенный для измерений с погрешностью менее 0,01%. В то же время следует напомнить, что измерения, при которых возможна реальная погрешность выше допускаемой, неприемлемы. По результатам подобных измерений могут быть признаны годными бракованные изделия, сделаны неправильные выводы из экспериментов, ошибочно оценены результаты испытаний новых технических устройств, пропущены признаки аварийных ситуаций (в том числе опасных для жизни человека).

Потребителя, знающего условия применения измерительного прибора, в общем случае должны интересовать четыре составляю-

щие погрешности прибора, обусловленные его свойствами[1]: *основная, дополнительная* (функция влияния), *динамическая* (зависит как от инерционности измерительного прибора, так и от характеристик входного сигнала), *энергетическая* (зависит от соотношения между входным сопротивлением измерительного прибора и выходным сопротивлением объекта исследования).

При оценке указанных четырех составляющих погрешности необходимо учитывать, что нормы, регламентируемые нормативно-технической документацией на измерительные приборы, отражают свойства не конкретного экземпляра прибора, а всей совокупности приборов данного типа. Следовательно, эти составляющие должны рассматриваться как случайные погрешности.

Соответственно допускаемой погрешности измерений выбирают класс точности прибора. При этом необходимо помнить, что класс точности прибора характеризует его свойства, но не является непосредственным показателем точности измерений, выполняемых с помощью этого прибора. Могут быть и другие причины, влияющие на общую погрешность измерений. Кроме того, следует иметь в виду, что при использовании приборов, класс точности которых определяется допускаемой приведенной погрешностью, относительная погрешность показания зависит от выбора шкалы прибора по отношению к измеряемому значению. Следовательно, нужно выбирать прибор с таким конечным значением шкалы (пределом измерений), которое при ожидаемом значении измеряемой величины позволит наилучшим образом использовать класс точности прибора (условие близости измеряемой величины к конечному значению шкалы прибора).

Выбирая измерительный прибор, необходимо учитывать требования к форме фиксации результата измерения. В соответствии с ними можно применить приборы с аналоговыми или цифровыми индикаторами, приборы, снабженные регистрирующими устройствами (цифропечатающие машинки, самописцы и т. п.) или запоминающими устройствами, позволяющими хранить результаты измерений и вводить их в ЭВМ. Большинство микропроцессорных приборов удовлетворяет всей совокупности перечисленных требований.

Наконец, на решение о выборе прибора влияет предполагаемое его использование: будет ли он работать как автономное средство измерения или включен в состав измерительной системы, организуемой с помощью интерфейса (см. § 12.4).

[1] Это подчеркнуто в методическом материале по применению ГОСТ 8.009 — 72 «ГСИ. Нормируемые метрологические характеристики средств измерений», согласно которому потребителями средств измерения называются лица, выбирающие средства измерения, оценивающие их погрешности, решающие вопрос о выборе схемы и методики измерений, т. е. разработчики технологических процессов, проектов предприятий, методов испытаний и контроля качества изделий и т. п.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОПРОЦЕССОРОВ В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРАХ

2.1. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ О МИКРОПРОЦЕССОРАХ И МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ СИСТЕМАХ

Данная глава представляет собой введение в микропроцессорную измерительную технику, освещающее терминологию и общие вопросы применения микропроцессоров в средствах измерения. Она служит базой для рассмотрения измерительных приборов конкретных видов, которые излагаются во всех последующих главах.

Основные определения. Для современного этапа развития техники характерно все более интенсивное и глубокое проникновение в ее различные отрасли микропроцессоров, радикально преобразующих свойства многих устройств и открывающих новые возможности их применения. По широте и эффективности применения микропроцессоров одно из первых мест занимает контрольно-измерительная техника.

Освещению вопросов о том, что дает применение микропроцессоров в измерительных приборах, сколь эффективны схемные решения, в основе которых лежит микропроцессорная система, предпошлем основные определения микропроцессорной техники. Ими будем пользоваться в этой и последующих главах.

Напомним, что в вычислительной технике центральным процессором или сокращенно — просто процессором[1] называют устройство, осуществляющее в ЭВМ автоматическую обработку информации в соответствии с заданной программой.

Микропроцессор — это процессор в виде одной или нескольких больших интегральных схем (БИС). Он представляет собой полупроводниковый прибор, выполняющий функции приема, обработки и выдачи цифровой информации. Его миниатюрные габариты и незначительная масса, малое потребление энергии открыли возможность введения микропроцессора непосредственно в электронную схему измерительного прибора, средств управления и других устройств.

Так как микропроцессор — это универсальная БИС с программируемой логикой работы, то он заменил многие типы интегральных схем с жесткой, фиксированной, логикой. Изменяя программу, можно решать с помощью микропроцессора множество разнообразных задач. Микропроцессор рассчитан на совместную работу с запоминающими устройствами и устройствами ввода — вывода информации. В зависимости от функциональных возможностей микропроцессоры делят на универсальные и специализированные.

Под универсальным микропроцессором (называемым иначе микропроцессором общего назначения) понимают микропроцессор, которому присущи все особенности центрального процессора ЭВМ. Такие микропроцессоры служат основой микро-ЭВМ, используются для решения широкого круга

[1] От англ. to process — обрабатывать.

задач в системах управления, измерительных приборах, диагностических устройствах и т. п.

Специализированный микропроцессор рассчитан на узкое применение, решение конкретной задачи и оптимизирован по определенному параметру. Например, матричный перемножитель (его называют также арифметическим расширителем) решает только одну задачу — перемножение двух чисел, но выполняет эту процедуру во много раз быстрее, чем универсальный микропроцессор.

Микропроцессорный комплект или набор — это совокупность специально разработанных отдельных микропроцессорных и других интегральных микросхем, которые совместимы по своим конструктивно-технологическим данным — могут быть собраны в единое целое. Обычно в комплект входят БИС микропроцессора, запоминающих устройств, устройств ввода — вывода информации, микропрограммного управления и др.

Микропроцессорная система — это собранная в единое целое совокупность взаимодействующих БИС микропроцессорного комплекта — модулей (иногда дополненная БИС из других комплектов), организованная в работающую систему, т. е. вычислительная или управляющая система с микропроцессором в качестве узла обработки информации. Система, в которой используются два или более микропроцессоров, называется мультимикропроцессорной.

Микро-ЭВМ — это конструктивно законченное вычислительное устройство, построенное на основе микропроцессорного комплекта БИС или модулей в отдельном корпусе и имеющее свой источник питания, пульт управления, узлы ввода — вывода информации, что позволяет использовать его в качестве автономного, независимо работающего устройства со своим программным обеспечением.

Микроконтроллером называется устройство управления, построенное на одной или нескольких микропроцессорных БИС. Иногда для сокращения его называют просто *контроллером*. Он может быть программируемым и непрограммируемым. Встраиваемый в измерительный прибор контроллер представляет собой функциональный блок, содержащий микропроцессорный комплект и оформленный конструктивно в виде платы. По существу — это микро-ЭВМ без источника питания, корпуса, пульта управления, периферийных узлов, которая не может работать как самостоятельное автономное устройство: она функционирует лишь в составе прибора. Для измерительных систем выпускают и контроллеры на основе микропроцессорной системы, представляющие собой конструктивно законченные, автономные устройства.

Структурные схемы микропроцессора и микропроцессорной системы. Множество выпускаемых промышленностью универсальных микропроцессоров можно разделить по конструктивному признаку на две разновидности:

однокристальные с фиксированной длиной (разрядностью) слова и определенной системой команд;

многокристальные (секционированные) с наращиваемой разрядностью слова и микропрограммным управлением. Они составляются из двух и более БИС.

Хотя возможности многокристальных микропроцессоров существенно выше, чем однокристальных, многие прикладные задачи, и в том числе построения автоматических измерительных приборов, успешно решаются на основе использования однокристального микропроцессора.

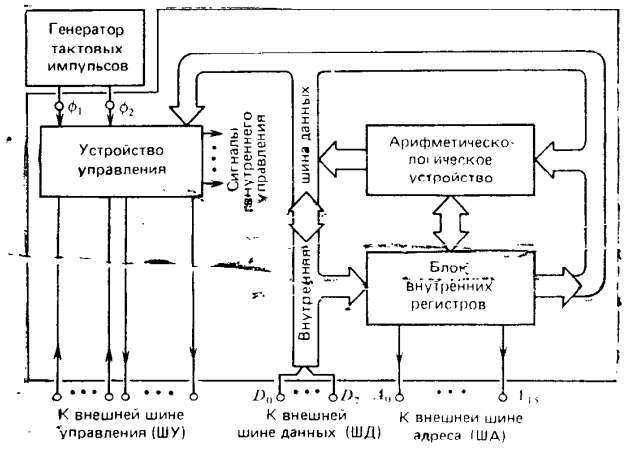


Рис. 2.1

Упрощенная структурная схема однокристального универсального микропроцессора приведена на рис. 2.1. Кратко охарактеризуем входящие в нее узлы.

Арифметическо-логическое устройство (АЛУ), служащее ядром микропроцессора, выполняет по командам арифметические и логические операции: сложение, вычитание, сдвиг, пересылку, логическое сложение (ИЛИ), логическое умножение (И), сложение по модулю 2.

Устройство управления (УУ) «руководит» работой АЛУ и внутренних регистров, а также потоками информации. Действия УУ определяются командами. Совокупность команд, которые следует выполнить для решения данной задачи, называется программой. Согласно коду операции, содержащемуся в команде, УУ формирует внутренние сигналы управления блоками микропроцессора. Адресная часть команды совместно с сигналами управления используется для считывания из определенной ячейки памяти (или записи в ячейку) данных, подлежащих обработке. По сигналам УУ осуществляется выборка каждой новой, очередной команды.

Блок внутренних регистров, расширяющий возможности АЛУ, служит внутренней памятью микропроцессора — используется для временного хранения данных и команд. Он также выполняет некоторые процедуры обработки информации. Обычно этот блок содержит регистры общего назначения (РОН) и специальные регистры: регистр-аккумулятор, буферный регистр адреса, буферный регистр данных, счетчик команд, регистр команд, регистры стека, регистр признаков.

Как видно из рис. 2.1, для структуры микропроцессора характерно наличие внутренней шины данных, соединяющей между собой его основные части. Шиной называют группу линий передачи информации, объединенных общим функциональным признаком.

Разрядность внутренней шины данных, т. е. количество передаваемых по ней одновременно (параллельно) битов числа, соответствует разрядности слов, с которыми оперирует микропроцессор. Очевидно, что разрядность внутренней

и внешней шин данных должна быть одной и той же. У восьмиразрядного микропроцессора внутренняя шина состоит из восьми линий, по которым можно передавать последовательно восьмиразрядные слова — байты. Следует иметь в виду, что по шине данных передаются не только обрабатываемые АЛУ слова, но и командная информация. Следовательно, недостаточно высокая разрядность шины данных может ограничить состав (сложность) команд и их число. Поэтому разрядность шины данных относят к важным характеристикам микропроцессора — она в большой мере определяет его структуру.

Шина данных работает в режиме двунаправленной передачи. Это означает, что по ней можно передавать слова в обоих направлениях, но, разумеется, не одновременно: требуется применение специальных буферных схем и мультиплексного режима[1] обмена данными между микропроцессором и внешней памятью.

Далее остановимся на общей структурной схеме микропроцессорной системы (рис. 2.2). Кратко охарактеризуем узлы-модули, входящие в ее состав, за исключением уже описанного микропроцессора.

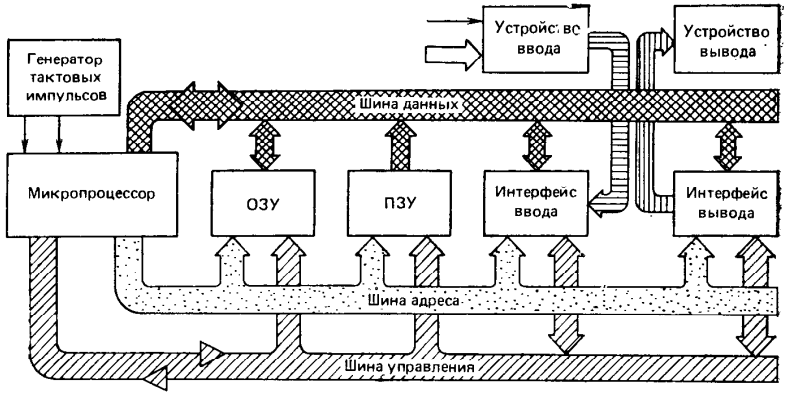


Рис. 2.2

Генератор тактовых импульсов — источник последовательности прямоугольных импульсов, с помощью которых осуществляется управление событиями во времени. Он задает цикл команды — интервал времени, необходимый для считывания команды из запоминающего устройства и ее исполнения. Цикл команды состоит из определенной последовательности элементарных действий, называемых состояниями (тактами). Для некоторых микропроцессоров не требуется внешний генератор тактовых импульсов: он содержится непосредственно в схеме однокристального микропроцессора.

Основная память системы (внешняя по отношению к микропроцессору) содержит постоянное и оперативное запоминающие устройства. Она служит для

[1] Мультиплексный режим — режим общего использования канала передачи большим числом абонентов с разделением во времени средств управления обменом.

хранения программ и обрабатываемой информации — данных. Память состоит из блоков одинакового размера, называемых ячейками, каждая из которых, в свою очередь, — из элементов памяти. Один элемент может хранить только одну двоичную цифру: 1 или 0. Совокупность единиц и нулей, заполняющих ячейку, называют содержимым ячейки памяти. Чтобы ввести число в ячейку или извлечь ее содержимое, необходимо указать адрес этой ячейки.

В *постоянном запоминающем устройстве* (ПЗУ) хранится программа (и при необходимости совокупность констант). Содержимое ПЗУ не может быть стерто. Оно используется как память программы, составленной заранее изготовителем в соответствии с требованиями ее пользователей. В таких случаях говорят, что программа «жестко зашита» в запоминающем устройстве. Чтобы осуществить иную программу, необходимо применить другое ПЗУ или его часть. Из ПЗУ можно только выбирать хранимые там слова, но нельзя вносить новые, стирать и заменять записанные слова другими.

Программируемое постоянное запоминающее устройство (ППЗУ) отличается от ПЗУ тем, что пользователь может самостоятельно запрограммировать ПЗУ (ввести в него программу) с помощью специального устройства — программатора, но только один раз. После введения программы содержимое памяти уже нельзя изменить.

Репрограммируемое постоянное запоминающее устройство (РППЗУ), называемое также стираемым ПЗУ, имеет такую особенность: хранимая информация может стираться несколько раз, но при этом она разрушается. Иначе говоря, РППЗУ допускает перепрограммирование, осуществляемое с помощью программатора. Это облегчает исправление обнаруженных ошибок и позволяет изменять содержимое памяти.

Оперативное запоминающее устройство (ОЗУ), которое иначе называют запоминающим устройством с произвольной выборкой (ЗУПВ) или произвольным доступом (ЗУПД), служит памятью данных, подлежащих обработке. Его характерное свойство заключается в том, что время, требуемое для доступа к любой ячейке памяти, не зависит от адреса этой ячейки. Такое устройство допускает как запись, так и считывание слов. Следует иметь в виду, что информация, содержащаяся в ОЗУ, исчезает (стирается), если прерывается напряжение питания микропроцессорной системы (исключение составляют энергонезависимые ОЗУ с автономным питанием).

Интерфейсом называют устройство сопряжения. Это упрощенное определение. В более строгом толковании под интерфейсом понимают совокупность электрических, механических и программных средств, позволяющих соединять модули системы между собой и с периферийными устройствами. Он включает в себя аппаратные средства для обмена данными между узлами и программные средства — протокол, описывающий процедуру взаимодействия модулей при обмене данными. Интерфейс микропроцессорной системы относится к машинным. Кроме них, в измерительной технике применяются и приборные интерфейсы, которые рассматриваются в гл. 12.

В микропроцессорной системе применяют специальные интерфейсные БИС для сопряжения периферийных устройств с системой (на рис. 2.2 они показаны в виде модулей интерфейса ввода и интерфейса вывода). Для этих БИС характерна универсальность, осуществляемая путем программного изменения выполняемых ими функций.

Более простые задачи решают *порты* ввода — вывода — схемы, спроектированные (запрограммированные) для обмена данными с конкретными периферийными устройствами: приема данных с клавиатуры, устройства считывания, передачи их дисплею, телетайпу и т. п. Порт — это схема средней степени интеграции, содержащая адресуемый многорежимный буферный регистр ввода — вывода (МБР) с выходными тристабильными схемами, логикой управления и разъемом для подключения устройств ввода — вывода. Возможности перепрограммирования порта ограничены.

Устройство ввода осуществляет введение в систему данных, подлежащих обработке, и команд. Устройство вывода преобразует выходные данные (результат обработки информации) в форму, удобную для восприятия пользователем или для хранения. Устройствами ввода — вывода служат блоки считывания информации с перфоленты и магнитной ленты (или записи на них), кассетные магнитофоны, гибкие диски, клавиатуры, дисплеи, аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи, графопостроители, телетайпы и т. п.

Далее предметом нашего внимания будут шины системы. Шина представляет собой группу линий передачи, используемых для выполнения определенной функции (по одной линии на каждый передаваемый бит). Особенность структуры микропроцессорной системы — магистральная организация связей между входящими в ее состав модулями. Она осуществляется с помощью трех шин. По ним передается вся информация и сигналы, необходимые для работы системы. Эти шины соединяют микропроцессор с внешней памятью (ОЗУ, ПЗУ) и интерфейсами ввода — вывода, в результате чего создается возможность обмена данными между микропроцессором и другими модулями системы, а также передачи управляющих сигналов.

Рассмотрим назначение и функции каждой из трех шин (на примере 8-разрядного микропроцессора), показанных на рис. 2.2.

Шина данных — двунаправленная шина, по которой данные могут направляться либо в микропроцессор, либо из него (на рис. 2.2 такая особенность шины данных подчеркнута стрелкой с двумя остриями, одно из которых обращено к микропроцессору, а другое — от него). В нашем примере шина состоит из восьми линий ($D_0, \ldots, D_7$). По такой шине данные невозможно одновременно передавать в обоих направлениях. Эти процедуры разнесены во времени в результате применения временного мультиплексирования.

Шина адреса (или адресная шина) — шина однонаправленная:

информация передается только в одном направлении — от микропроцессора к модулям памяти или ввода — вывода. Если эта шина состоит из 16 линий ($A_0, \ldots, A_{15}$), то по ней могут быть переданы $2^{16} = 65\,536$ различных комбинаций двоичных чисел — адресов. Каждый из них соответствует определенной ячейке памяти или устройства ввода — вывода.

Шина управления служит для передачи сигналов, обусловливающих взаимодействие, синхронизацию работы всех модулей системы и внутренних узлов микропроцессора. Одна часть линии шины управления служит для передачи сигналов, выходящих из микропроцессора (на рис. 2.2 это условно показано стрелкой, острие которой направлено вправо), а по другой части линии передаются сигналы к микропроцессору (на рис. 2.2 — стрелка с острием, направленным влево). Достоинством шинной структуры является возможность подключения к микропроцессорной системе новых модулей, например нескольких блоков ОЗУ и ПЗУ для получения требуемой емкости памяти.

Работа микропроцессорной системы в общих чертах заключается в следующем. Исходные данные и программа решения конкретной задачи введены (изготовителем прибора или пользователем) в память системы. Процедура автоматического решения задачи (обработки данных) включает ряд рабочих циклов, называемых циклами команды, которые повторяются до тех пор, пока не будет выполнена вся совокупность команд программы. Каждая команда состоит из кода операции и адреса, т. е. сообщает, какую нужно выполнить операцию, и указывает место в памяти, где расположены обрабатываемые данные. За время цикла команды производится выборка очередной команды из запоминающего устройства, введение ее в микропроцессор, определение вида операции и операндов, которые будут участвовать в данной операции, извлечение этих операндов из ОЗУ или внутренней памяти микропроцессора, выполнение операции, соответствующей ее коду в команде, направление в запоминающее устройство и помещение в нем результата исполненной операции. После проведения всех операций, предусмотренных программой, микропроцессорная система выдает результат решения задачи, который выводится через устройство вывода на дисплей, печатающее устройство, графопостроитель, цифро-аналоговый преобразователь или блок запоминания цифровой информации.

Более подробные сведения о микропроцессорах и микропроцессорных системах можно найти в литературе, например в [20, 32, 37, 43, 75, 77].

2.2. ФУНКЦИИ, ВЫПОЛНЯЕМЫЕ МИКРОПРОЦЕССОРАМИ В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРАХ

Оценивая роль микропроцессоров в современных средствах измерения, есть все основания утверждать, что микропроцессоры совершают революцию в электронном приборостроении. Применение их в измерительной технике позволяет резко повысить точность, надежность и быстродействие приборов, значительно расширить их возможности, решать задачи, которые ранее вообще не ставились.

Конкретное рассмотрение функций микропроцессорных систем в измерительных приборах показывает, что с помощью этих систем достигаются многофункциональность приборов, упрощение управления процессом измерения, автоматизация регулировок, самокалибровка и автоматическая поверка, улучшение метрологических характеристик прибора, выполнение вычислительных процедур, статистическая обработка результатов наблюдений, определение и перевод в линейную форму функции измеряемой физической величины, создание программируемых, полностью автоматизированных приборов. Появился новый класс «интеллектуальных» приборов, называемых также «думающими» или «разумными».

Радикально изменилась идеология построения приборов. Микропроцессор стал основной частью собственно прибора, что привело к изменению конструкции и схемных решений, компоновки, управления, включению обработки данных в измерительную процедуру (выполняемую без участия экспериментатора). Внедрение микропроцессоров позволило строить многофункциональные приборы с гибкими программами работы, сделало приборы более эко-

номичными, облегчило решение задачи выхода на стандартную интерфейсную шину [канал общего пользования (КОП)] и управления интерфейсом. Все это упростило эксплуатацию приборов, резко повысило производительность труда их пользователей.

Рассмотрим более подробно основные возможности, особенности приборов, содержащих микропроцессорные системы, и выясним, в результате чего достигаются эти возможности.

Многофункциональность. Идея построения многофункциональных измерительных приборов, предназначенных для измерения нескольких параметров сигналов или характеристик объекта исследования, не нова. Но до применения микропроцессоров многофункциональные приборы представляли собой совокупность нескольких функциональных узлов, объединенных в конструктивное целое. При эксплуатации таких приборов переход от одной функции к другой производится с помощью коммутирующих устройств. В результате коммутации соединительных цепей пользователь составляет («собирает») из отдельных узлов определенный прибор для измерения конкретного параметра сигнала или характеристики испытуемого объекта. Алгоритм работы средства измерений, заложенный при его разработке, в процессе эксплуатации сохраняется неизменным. Иначе говоря, традиционные многофункциональные приборы выполнены по схеме с жесткой логикой. Для нее характерно противоречие между многофункциональностью, числом возможных функций прибора, с одной стороны, и экономической, а также технической эффективностью, с другой. Проблема коммутации и управления никогда не теряла остроты при конструировании приборов, предназначенных для выполнения ряда функций, и далеко не всегда решалась успешно.

Микропроцессорная система, введенная в состав многофункционального средства измерения, радикально изменила его, преобразовала устройство с жесткой логикой работы в программно управляемое. Функциональные возможности такого устройства определяются выполняемой программой, их можно легко видоизменить путем перехода к другой программе, хранимой в ПЗУ. Программируемая логика работы создает гибкость перестройки, позволяет наращивать функции при модернизации прибора без существенных изменений в его схеме.

Повышение точности приборов. Погрешности средства измерений относятся к его метрологическим характеристикам. Поскольку вопросы улучшения метрологических характеристик, достигаемого в результате введения микропроцессорной системы в состав прибора, освещены в § 2.3, то здесь мы лишь кратко перечислим пути повышения точности измерительного прибора. Они заключаются в автоматической компенсации (исключении) систематической погрешности и, в частности — автоматической установке нуля перед началом измерений, автоматическом выполнении градуировочной операции (самокалибровка), выполнении самоконтроля, уменьшении влияния случайных погрешностей путем проведения многократных наблюдений (единичных измерений) с последующим усреднением их результатов, выявлении и исключении грубых погрешностей, выведении на дисплей информации о числовых значениях погрешностей по ходу измерений.

Расширение измерительных возможностей приборов. Применение микропроцессоров позволяет существенно расширить возможности измерений многих параметров сигнала и характеристик устройств. Это связано прежде всего с использованием казалось бы устаревших видов измерений: косвенных и совокупных.

Из-за необходимости применения нескольких приборов, снятия ряда отсчетов и последующих вычислений косвенные измерения воспринимаются многими экспериментаторами как примитивные, несовременные. Даже при использовании микрокалькуляторов вычисления в некоторых случаях могут занимать значительное время и, главное, они, требуя постоянного внимания и работы экспериментатора, не позволяют достичь высокой производительности. Кроме того, не очень проста процедура оценки погрешностей косвенных измерений, а без этого никакое измерение не может быть признано достоверным.

Коренным образом меняется положение при включении в состав прибора микропроцессорной системы. По команде, получаемой с клавиатуры, она автоматически в соответствии с заданной программой выбирает режим измерений, запоминает результаты прямых измерений, проводит необходимые вычисления и выдает найденное значение измеряемой физической величины на дисплей. Хотя измерения по своей природе, остаются косвенными, экспериментатор воспринимает их как прямые, поскольку, подключив прибор к объекту исследования, непосредственно получает результат измерения.

В качестве примера можно привести измерение сопротивлений резисторов на основе закона Ома $R=U/I$ и измерение коэффициента усиления усилителя согласно определению: $K=U_{вых}/U_{вх}$. Эти примеры относятся к сравнительно простым математическим соотношениям. Однако на практике нередко необходимо находить косвенным путем значения и таких физических величин, которые зависят от большого числа непосредственно измеряемых других физических величин. Применение микропроцессорных систем делает эти измерения простыми и удобными для пользователя, получающего прямые показания прибора и не ощущающего того, что фактически выполняются сложные косвенные измерения.

Еще более эффективны микропроцессорные системы при совокупных измерениях, т. е. одновременно производимых измерениях нескольких одноименных физических величин, при которых искомые значения величин находят решением системы уравнений, получаемых при прямых измерениях различных сочетаний этих величин.

Упрощение и облегчение управления пирбором. Одним из критериев высокого уровня программного обеспечения измерительного прибора является степень сложности его передней панели. Принято считать, что «разумный» прибор должен иметь простой на-

бор органов управления. Для современных приборов, содержащих микропроцессоры, характерна кнопочная система управления, конструктивно оформляемая в виде клавиатуры (выносной или на передней панели прибора), внешне напоминающей клавиатуру калькулятора.

Радикально уменьшает число органов управления автоматизация выбора пределов измерений, интервала дискретизации напряжения исследуемого сигнала и других режимов работы прибора. В некоторых приборах предусмотрены сигнализация о некорректных шагах экспериментатора и выдача на дисплей инструкций, указывающих, что должен предпринять экспериментатор, какова правильная последовательность действий.

Возможность получения математических функций измеренных значений. В зависимости от решаемой задачи пользователя прибора могут интересовать не непосредственно получаемое при измерении значение физической величины, а его различные математические функции. Многие приборы, содержащие микропроцессорные системы, позволяют автоматически выполнять запрограммированные функциональные преобразования. Примерами таких преобразований могут служить:

1. *Умножение найденного значения A на константу c.* При этом показание прибора $A_п = cA$. Константа вводится по команде при нажатии клавиши.

2. *Получение отклонений результата измерения A от номинального значения* $A_н$: абсолютного отклонения $A - A_н$ и относительного отклонения, выраженного в процентах по отношению к номинальному значению: $100(A - A_н)/A_н$.

3. *Смещение*, предполагающее вычитание константы из результата измерения.

4. *Вычисление отношений*: деление на константу (например, при определении значения постоянного тока через резистор по измеренному вольтметром значению падения напряжения на этом резисторе), нахождение частного от деления одного результата измерения на другой результат измерения (например, при определении коэффициента усиления по результатам измерений напряжений на выходе и входе усилителя).

5. *Представление результата измерения в логарифмических единицах.* Например, коэффициент передачи четырехполюсника, выраженный в децибелах: $K = 20 \lg(U_{вых}/U_{вх})$.

6. *Линеаризация зависимостей.* Такая необходимость особенно часто встречается при электрических измерениях неэлектрических величин (например, температуры), когда напряжение электрического сигнала на выходе датчика представляет собой нелинейную функцию измеряемой физической величины на его входе. В таких ситуациях значения выходного напряжения датчика преобразуются с помощью АЦП в числа, которые обрабатываются микропроцессорной системой по заданной программе, и в итоге получается линейная связь между показаниями прибора и значениями физической величины на входе датчика.

В некоторых приборах предусмотрена возможность вычисления по желанию пользователя произвольных (разумеется, в определенных пределах) математических соотношений.

Получение статистических характеристик. Ряд приборов, в составе которых имеется микропроцессорная система, позволяет формировать оценки таких вероятностных характеристик анализируемой случайной переменной, как среднее значение, средняя мощность, среднеквадратическое значение, дисперсия, среднеквадратическое отклонение, а также коэффициент корреляции двух случайных переменных.

Миниатюризация и экономичность аппаратуры. Это достигается в результате резкого уменьшения числа компонентов в схеме прибора вследствие выполнения многих функций микропроцессорной системой, их относительно невысокой стоимости, значительного снижения потребляемой мощности.

Повышение надежности приборов. Оно обусловлено уменьшением числа элементов схемы, осуществлением автодиагностики, применением узлов с некалиброванными характеристиками (например, усилителя в канале вертикального отклонения осциллографа), возможность выполнения коррекции погрешностей, улучшающей метрологическую надежность.

Сокращение продолжительности разработки. Часто для получения новых свойств прибора, выполняемого на основе микропроцессорной системы, не требуется значительных изменений в его схеме и тем более в конструкции. Основное содержание разработки заключается в создании необходимого программного обеспечения. Учитывая, что для широко применяемых микропроцессоров уже накоплена библиотека достаточно совершенных типовых прикладных программ (перемножения и деления двухбайтовых чисел, возведения числа в квадрат, извлечения корня квадратного и т. п.), во многих случаях разработка программного обеспечения прибора в значительной степени сводится к рациональному выбору имеющихся программ.

Организация измерительных систем. Прибор, содержащий микропроцессор, обычно снабжен (или может быть дополнен) интерфейсной картой (см. § 12.4), позволяющей подключать его к стандартной интерфейсной шине. Это дает возможность объединять определенную совокупность приборов в единую измерительную систему (измерительно-вычислительный комплекс).

2.3. УЛУЧШЕНИЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИБОРОВ

Рассмотрим в общем плане возможности и способы уменьшения погрешностей в приборах, содержащих микропроцессорные системы (более подробно этот вопрос освещается там, где излагаются принципы построения измерительных приборов конкретных видов).

Исключение систематической погрешности. Наиболее часто систематические погрешности обусловлены смещением нуля, несо-

ответствием реального значения коэффициента передачи тракта сигнала номинальному значению, неравномерностью амплитудно-частотной характеристики тракта передачи сигнала, влиянием характеристики аналого-цифрового преобразователя.

Наличие в приборе микропроцессорной системы позволяет скорректировать, исключить систематические погрешности. Кратко осветим пути решения задачи.

Для исключения *смещения нуля*, например в цифровом вольтметре, его входные зажимы замыкаются накоротко и присоединяются к точке с нулевым потенциалом (заземляются). При этом число, полученное на выходе АЦП и характеризующее смещение нуля, запоминается. В дальнейшем, когда измеряется напряжение, подводимое к входным зажимам прибора, автоматически вносится поправка, устраняющая систематическую погрешность, вызванную смещением нуля.

Принцип *коррекции систематической погрешности*, связанной с тем, что значение коэффициента передачи, характеризующее вносимое трактом передачи сигнала усиление или ослабление, отличается от номинального, заключается в следующем (рис. 2.3). В памяти микропроцессорной системы хранится число B, не разрушаемое при отключении питания и соответствующее строго определенному значению A_0 входного напряжения, т. е. число, которое должно получаться на выходе АЦП, если на вход вольтметра поступает напряжение A_0 и коэффициент передачи тракта сигнала, а также коэффициент преобразования АЦП соответствуют своим номинальным значениям. Внутри прибора имеется ЦАП, содержащий образцовый источник питания. При подведении числового эквивалента B к входам ЦАП на его выходе образуется напряжение, значение которого равно A_0. Это напряжение подается на вход прибора. В результате аналого-цифрового преобразования получается число B', отличающееся от числа B из-за наличия систематической погрешности. Ее характеризует отношение чисел $\alpha = B/B'$, вычисляемое микропроцессором и фиксируемое в памяти. Таким образом, в памяти содержится поправочный множитель.

Когда на вход прибора поступает измеряемое напряжение постоянного тока, то на выходе АЦП получается число C', соответствующее значению этого напряжения. Введением поправочного множителя, т. е. выполняемое микропроцессором умножение чис-

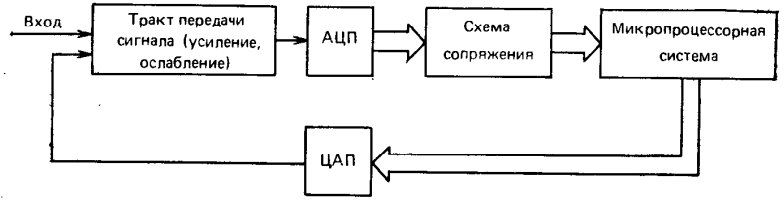


Рис. 2.3

ла C' на коэффициент α, дает правильный результат измерения — число C.

Задача исключения систематической погрешности, обусловленной неравномерностью АЧХ тракта передачи сигнала, особенно сложна при использовании широкодиапазонных вольтметров. Наличие микропроцессорной системы в приборе существенно упрощает решение этой задачи [49, 84].

Уменьшение влияния случайной погрешности. Как отмечалось в § 1.3, эта составляющая погрешности измерения не может быть исключена. Ее влияние можно уменьшить рациональной обработкой результатов наблюдений.

В § 1.3 было показано, что проведение многократных наблюдений с последующим усреднением результатов — эффективный способ уменьшения влияния случайной погрешности на результат измерения.

Микропроцессорная система, входящая в состав измерительного прибора, позволяет накапливать результаты многократных наблюдений и обрабатывать их по определенному алгоритму. На рис. 2.4 приведена схема алгоритма вычисления $A_{ср}$, $\hat{\sigma}_v$ и δ_v.

Возможны менее полный алгоритм, ограниченный нахождением только результата измерений $A_{ср}$, и более полный, чем показанный на рис. 2.4, алгоритм, включающий операции вычисления оценки среднеквадратического отклонения результата измерения $A_{ср}$, решения вопроса, выполняется ли гипотеза о гауссовском (нормальном) распределении вероятностей случайных погрешностей, а также операции вычисления доверительных границ случайных погрешностей.

Компенсация внутренних шумов. Эта операция позволяет повысить чувствительность измерительного прибора, расширить диапазон измеряемых значений напряжения в сторону малых значений.

Принцип компенсации, использованный в измерителе уровня высокочастотных сигналов [84], сводится к следующему.

В состав прибора входит измерительный преобразователь высокочастотного напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока, значение которого соответствует среднеквадратическому значению напряжения переменного тока. Еще до подачи исследуемого сигнала $s(t)$ в течение интервала времени, затрачиваемого на автоматическую регулировку нуля, измеряется средний квадрат шумового сигнала $n(t)$ на входе преобразователя. Результат измерения $\overline{n^2(t)}$ запоминается. После подведения к входу прибора полезного сигнала на входе преобразователя получается сумма сигнала и шума. В преобразователе суммарный сигнал $s(t)+n(t)$ возводится в квадрат, в результате чего образуется сигнал $s^2(t)+2s(t)n(t)+n^2(t)$. Усреднение этого сигнала дает

$$\overline{s^2(t)} + \overline{2s(t)n(t)} + \overline{n^2(t)} = \overline{s^2(t)} + \overline{n^2(t)}$$

[так как сигналы $s(t)$ и $n(t)$ независимы, то среднее значение их произведения равно нулю]. Из результата усреднения вычитается измеренный ранее средний квадрат $\overline{n^2(t)}$ шумового сигнала и получаемая разность равна $\overline{s^2(t)}$. В схеме преобразователя извлекается корень квадратный из $\overline{s^2(t)}$ и напряжение на ее

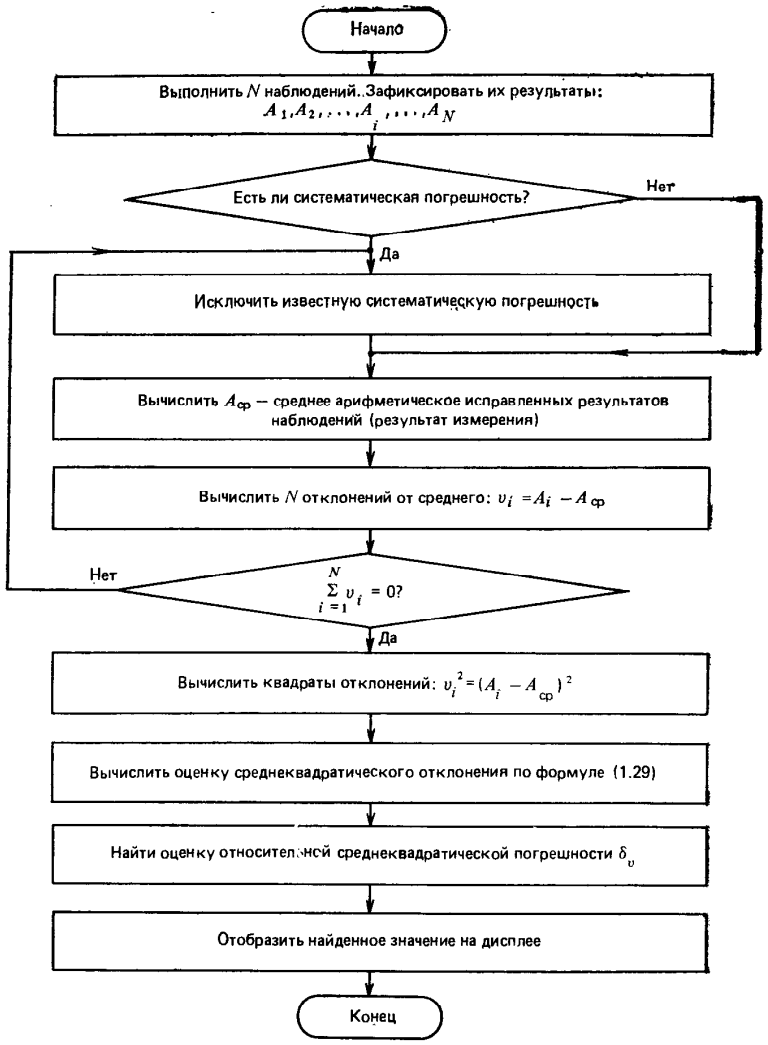


Рис. 2.4

выходе соответствует среднеквадратическому значению «чистого» полезного сигнала $s(t)$, поскольку шумовая составляющая скомпенсирована.

Следует заметить, что для осуществления описанного принципа компенсации необходим измерительный преобразователь, позволяющий раздельно выполнять операции возведения в квадрат, усреднения и извлечения квадратного корня.

2.4. УСЛОВИЯ ПРИМЕНЕНИЯ МИКРОПРОЦЕССОРОВ И ФАКТОРЫ, ЕГО ОГРАНИЧИВАЮЩИЕ

Условия применения. В каждом конкретном случае вопрос об эффективности использования микропроцессора в проектируемом измерительном приборе решает разработчик прибора. Тем не менее, анализ схемных решений уже имеющихся приборов и литературных источников, описывающих микропроцессорные средства измерения, позволяет привести общие соображения, облегчающие ориентацию специалистам, перед которыми возникла дилемма: «Применить микропроцессор или традиционное схемное решение в рамках жесткой логики?». Они сводятся к тому, что использование микропроцессоров в средствах измерения целесообразно в следующих типичных ситуациях:

необходимое для решения задачи число интегральных схем (корпусов) $m \geqslant 30$ (при этом следует учитывать, что микропроцессорная система не требует настройки);

прибор должен быть многофункциональным, программируемым, необходима функциональная гибкость;

предвидится дальнейшее развитие измерительной системы, наращивание, расширение ее функций;

измерительная система должна взаимодействовать с большим числом входных и выходных устройств;

требуется запоминание группы данных;

предвидится фиксация в памяти большого числа логических состояний;

используются алгоритмы косвенных и совокупных измерений, а вычислительные процедуры должны быть автоматизированы;

обязательны высокие метрологические характеристики, трудно-достижимые или недостижимые обычными путями;

требуются самокалибровка и самодиагностика;

статистическая обработка результатов измерений должна быть органической частью измерительной процедуры и должна выполняться автоматически;

значения погрешностей измерений должны определяться по ходу измерения и отображаться на дисплее прибора;

необходимо выполнение математических функциональных преобразований, таких как линеаризация зависимости, квадрирование, нахождение отношений значений двух величин, выражение результата измерения в децибелах и т. п.;

прибор должен обладать новыми свойствами, которые могут быть осуществлены только с помощью микропроцессора;

быстродействие микропроцессора достаточно высоко для работы проектируемого средства измерения в реальном масштабе времени, а если оно не удовлетворяет этому требованию, то приемлемо применение мультимикропроцессорной системы, позволяющей получать необходимое быстродействие;

велик объем измерений и при их выполнении требуется высокая производительность.

Факторы, осложняющие и ограничивающие использование микропроцессоров. Имеются причины и субъективного и объективного характера. Не останавливаясь на субъективных причинах (они изложены в [49]), кратко рассмотрим объективные факторы, к основным из которых относятся следующие:

Трудности выбора базового микропроцессора. Промышленность уже выпускает много типов микропроцессоров и число новых разработок непрерывно растет. Нередко говорят о высоких темпах появления новых поколений микропроцессоров. Но в отличие от ЭВМ, у которых каждое последующее поколение по основным технико-экономическим показателям превосходит предыдущее и обычно вытесняет его, микропроцессоры всех поколений сосуществуют и взаимно дополняют (а не вытесняют) друг друга. Например, появление 16- или 32-разрядных микропроцессоров, ничуть не уменьшив роль 8-разрядных, расширило круг решаемых задач, позволило повысить быстродействие устройств, открыло возможности получения новых свойств разрабатываемых систем. Более того, иногда микропроцессорные комплекты, характеризуемые одинаковой разрядностью микропроцессора, различаются по быстродействию, емкости запоминающих устройств. Очевидно, что каждый из этих микропроцессорных комплексов можно с одинаковым успехом использовать в «своем» проектируемом приборе в соответствии с решаемой задачей, заданными характеристиками прибора.

Но это еще не все. Дело в том, что появление большого числа типов универсальных микропроцессоров вовсе не уменьшило количество разработок специализированных микропроцессоров, которые рассчитаны на конкретные применения и часто оптимизированы по различным параметрам. Поэтому далеко не всегда поставленные задачи должны решаться с помощью универсального микропроцессора. Нередки ситуации, когда намного эффективнее специализированный микропроцессор. Так, операция перемножения двух однобайтовых чисел универсальным микропроцессором, структура которого предопределяет вычисления по программе «сложение со сдвигом», требует значительного времени. Например, микропроцессор, характеризуемый быстродействием 10^6 регистровых операций в секунду, перемножает два однобайтовых числа примерно за 50 мкс (могут быть колебания в зависимости от программы). В то же время специализированные микропроцессоры в однокристальном исполнении — матричные перемножители (их также называют арифметическими расширителями) — обладают гораздо более высоким быстродействием: два 8-разрядных числа они перемножают за интервал времени, не превышающий сотых долей микросекунды. Поэтому в ситуациях, когда необходима высокая скорость перемножения, исключительную ценность представляет специализированный микропроцессор.

К этому классу относятся выпускаемые промышленностью большие интегральные схемы, выполняющие быстрое преобразование Фурье, монолитные корреляторы, схемы, представляющие однокристальное сочетание АЦП и микропроцессора, «аналоговый» микропроцессор и т. п.

Обилие разнообразных микропроцессорных средств, не всегда с достаточной полнотой освещенных в справочных изданиях, хотя и представляет большие возможности, несомненно, осложняет процедуру выбора базового микропроцессора для проектируемого средства измерения.

Ограниченное быстродействие микропроцессоров. Рассматривая вопрос о применении микропроцессора, следует внимательно проанализировать его быстродействие, выяснить, достаточно ли оно для решения сформулированной задачи. При этом важно правильно ориентироваться в справочных данных, характеризующих быстродействие микропроцессора.

В общем плане по аналогии с ЭВМ быстродействие микропроцессора интерпретируется как средняя скорость выполнения некоторого алгоритма. Очевидно, что эта усредненная характеристика может довольно сильно расходиться с числовым значением скорости выполнения алгоритма, определяющего последовательность выполнения операций для решения конкретной задачи.

В справочниках наиболее часто быстродействие микропроцессора характеризуют числом операций «регистр — регистр» в секунду или продолжительностью выполнения одной операции. Под такой операцией понимают короткую операцию сложения содержимого регистра R и содержимого аккумулятора с последующей пересылкой результата в регистр R (отсюда название — операция типа RR или операция «регистр — регистр»). Эта характеристика не дает полного представления о быстродействии микропроцессора при выполнении различных вычислительных процедур, совокупность которых определяет решение задачи.

Наряду с указанной характеристикой в справочниках фигурирует и другая косвенная характеристика быстродействия микропроцессора — тактовая частота. Это частота сигналов тактового генератора (рис. 2.1). Например, тактовая частота у микропроцессорного комплекта КР580 составляет 2 МГц, а у комплекта КР1800 она существенно выше: 36 МГц [6]. Однако следует учитывать, что в течение одного такта микропроцессоры разных типов могут выполнять неодинаковое число микроопераций, причем продолжительность одной из них может отличаться от продолжительности другой.

Необходимо подчеркнуть, что при решении ряда задач эффективное быстродействие вычислительной системы можно резко повысить (иногда на несколько порядков), применив параллельные процессоры.

Дальнейшее совершенствование микроэлектронной техники в направлении создания субмикронных сверхскоростных и сверхбольших интегральных схем предвещает резкое повышение быстродействия микропроцессорных систем.

Программное обеспечение. При разработке измерительных систем и приборов, содержащих микропроцессоры, наибольшую

трудность представляет программное обеспечение. Сложность решения этой задачи определяется следующим:

необходимостью овладения специалистами, хорошо знающими микропроцессоры, искусством программирования микропроцессорных систем, в частности умением рационально выбрать язык программирования;

большим разнообразием программ, которые с достаточной полнотой удовлетворяют потребности различных пользователей прибора;

высокой стоимостью программного обеспечения, во много раз превышающей аппаратурные затраты;

трудностью отладочной процедуры, требующей специальных средств отладки программы.

В определенной степени задачу программного обеспечения вновь создаваемых устройств облегчает наличие уже разработанных пакетов прикладных программ для широко используемых микропроцессоров.

Специфика испытаний, контроля, диагностики. Основные трудности этих процедур, которые необходимо определить еще на стадии проектирования средства измерения, связаны с тем, что традиционные измерительные и испытательные приборы, широко применяемые в аналоговой технике (осциллографы, вольтметры и т. п.), не эффективны для испытания и диагностики микропроцессорных систем. За последние годы разработаны методы, позволяющие успешно тестировать средства измерения, содержащие микропроцессоры. На основе этих методов созданы специальные приборы. Решать вопрос о том, какой метод или прибор наиболее эффективен в конкретном случае, следует на стадии проектирования средства измерения с учетом условий его эксплуатации и квалификации обслуживающего персонала. Задача тестирования микропроцессорных систем настолько важна, что ей посвящена специальная гл. 10.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ИССЛЕДОВАНИЕ ФОРМЫ НАПРЯЖЕНИЯ

3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Основным и наиболее широко применяемым прибором для исследования формы напряжения служит *электронный осциллограф*[1] — прибор для визуального наблюдения электрических сигналов, а также измерения их параметров с использованием средства отображения формы сигналов. Он отличается высокой чувствительностью, большим входным сопротивлением, пренебрежимо малой инерционностью и универсальностью. Доминирующее положение занимают электронно-лучевые осциллографы, выполняемые на основе электронно-лучевой трубки. Поэтому именно им уделено основное внимание. В последние годы появились беструбочные осциллографы (см. § 3.11).

[1] Слово «осциллограф» происходит от латинского слова «осциллум» — колебание и греческого «графо» — пишу и при дословном переводе означает: прибор для записи колебаний. Строго говоря, прибору для наблюдения колебаний соответствует название осциллоскоп (греч. «скопео» — вижу), однако в современной технике больше привилось первое название.

Электронно-лучевые осциллографы (универсальные) классифицируют по следующим признакам: количеству одновременно исследуемых сигналов — для исследования одного и нескольких сигналов; ширине полосы пропускания канала сигнала, определяемой нижней и верхней граничными частотами; точности воспроизведения формы напряжения сигнала, точности измерения интервалов времени и пиковых значений напряжений (четыре класса точности); условиям эксплуатации.

3.2. ОБЩАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОГО ОСЦИЛЛОГРАФА И ПРИНЦИП ПОЛУЧЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ СИГНАЛА

Осциллограф относится к приборам, предназначенным для измерения характеристик и параметров сигналов, т. е. приборов, действие которых связано с подачей сигналов на их вход. Его структурная схема показана на рис. 3.1.

Электронно-лучевая трубка (ЭЛТ) определяет принцип действия прибора, и от ее характеристик в значительной мере зависят параметры и возможности применения осциллографа в целом. В осциллографах используют ЭЛТ с электростатическим управлением лучом. Их устройство и принцип действия рассматриваются в курсах электронных приборов.

Принцип отображения формы напряжения на экране осциллографической трубки в общих чертах можно представить следующим образом. Исследуемое напряжение является функцией

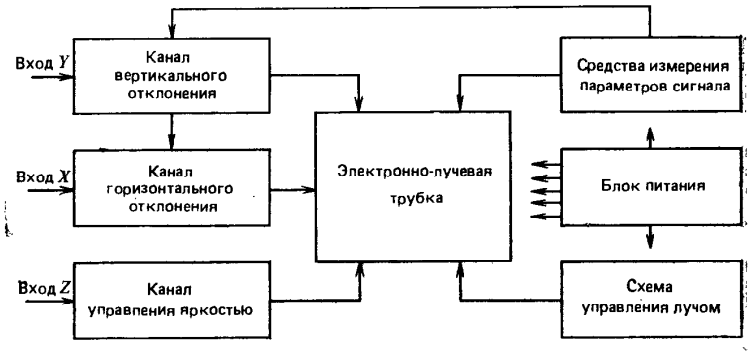


Рис. 3.1

времени, отображаемой в прямоугольных координатах графиком $u=f(t)$. Две пары пластин ЭЛТ отклоняют электронный луч в двух взаимно перпендикулярных направлениях, которые можно рассматривать как координатные оси. Поэтому для наблюдения на экране ЭЛТ исследуемого напряжения необходимо, чтобы луч отклонялся по горизонтальной оси пропорционально времени, а по вертикальной оси пропорционально исследуемому напряжению (в каждый момент времени). Для этого к горизонтально отклоняющим пластинам подводят линейно-изменяющееся напряжение, которое заставляет луч перемещаться по горизонтали с постоянной скоростью слева направо (и быстро возвращаться обратно). Расстояние, проходимое лучом вдоль горизонтальной оси, — линейная функция времени.

Исследуемое напряжение подается на вертикально отклоняющие пластины и, следовательно, положение луча в каждый момент времени однозначно соответствует значению исследуемого сигнала в этот момент. За время действия линейно-изменяющегося напряжения луч вычерчивает кривую исследуемого сигнала. Наблюдаемое на экране изображение называют *осциллограммой.*

Кратко рассмотрим функции, выполняемые основными узлами осциллографа. Для этого помимо схемы, изображенной на рис. 3.1, воспользуемся развернутой структурной схемой (рис. 3.2).

Канал вертикального отклонения Y, или канал сигнала, предназначен для передачи напряжения источника исследуемого сигнала на вход вертикально отклоняющих пластин ЭЛТ. Входной блок в этом канале содержит аттенюатор, позволяющий ослабить исследуемый сигнал в определенное число раз и согласовать входное сопротивление канала сигнала с волновым сопротивлением кабеля, по которому поступает исследуемый сигнал; эмиттерный[1] повторитель, уменьшающий влияние канала вертикального отклонения на источник исследуемого сигнала и позволяющий получить высокое сопротивление. Линия задержки[2] (в импульсных осциллографах) обеспечивает подачу исследуемого импульса на вертикально отклоняющие пластины с задержкой относительно начала горизонтально отклоняющего напряжения, что дает возможность наблюдать фронт импульса.

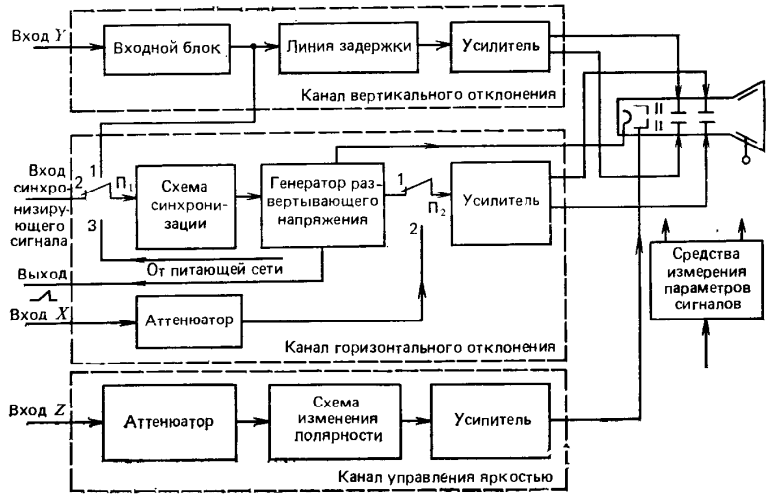


Рис. 3.2

Усилитель вертикального отклонения усиливает исследуемый сигнал, подаваемый со входного устройства, до значения, позволяющего получить достаточно большой размер видимого вертикального отклонения луча (размах изображения сигнала) на экране ЭЛТ.

Канал горизонтального отклонения X, или канал развертки, служит для создания напряжения, вызывающего горизонтальное перемещение луча, пропорциональное времени. Вторая функция этого канала — усиление (ослабление) сигнала, передаваемого от входа *X* на горизонтально отклоняющие пластины ЭЛТ. В состав канала входят генератор развертывающего напряжения, создающего горизонтальное отклонение луча; усилитель, усиливающий вырабатываемое генератором напряжение до значения, необходимого для отклонения луча в горизонтальном направлении; схема синхронизации, предназначенная для преобразования и усиления, а также изменения полярности синхронизирующего напряжения, с помощью которого пользователь осциллографа получает устойчивую неискаженную осциллограмму, оптимальную в смысле точности измерения временных параметров исследуемого сигнала. На входе *X* канала имеется аттенюатор.

Канал управления яркостью Z предназначен для передачи со входа *Z* на управляющий электрод ЭЛТ сигналов, модулирующих яркость свечения. Он содержит усилитель и схему, позволяющую изменять полярность модулирующего напряжения.

Средства измерения параметров исследуемого сигнала служат чаще всего для измерения напряжения и интервалов времени. Эти средства измерения параметров исследуемого сигнала и соответственно осциллографы, в которых эти средства применены, можно разделить на три разновидности. К первой относятся приборы, допускающие только измерения амплитуды и длительности сигнала вручную. Они имеют в своем составе калибраторы чувствительности и длительности, с помощью которых градуируют или поверяют градуировочные характеристики осей экрана осциллографа: вертикальной в единицах напряжения, горизонтальной в единицах времени. Для второй разновидности осциллографов характерны встроенные цифровые измерители указанных параметров, причем результаты измерений отображаются на экране ЭЛТ в цифровой форме — число и единицы измерения. Третья разновидность приборов — микропроцессорные осциллографы с программным управлением, предполагающие автоматическое измерение широкого перечня параметров сигналов по заданной программе, включа-

[1] Здесь и в других местах книги под эмиттерным повторителем подразумевается любая полупроводниковая схема повторителя, в том числе выполненная на полевом транзисторе, которую принято называть истоковым повторителем.

[2] Имеются осциллографы и без линии задержки в канале вертикального отклонения.

ющей при необходимости обработку результатов наблюдений. Результаты измерений и другая информация (например, о погрешностях измерений) выводятся на дисплей.

Блок питания обычно состоит из двух выпрямителей — высоковольтного, питающего высоким напряжением ЭЛТ, и низковольтного, питающего все узлы осциллографа и низковольтные электроды трубки.

Схема управления лучом связана с блоком питания и содержит органы регулировки напряжений, управляющих яркостью, фокусировкой, астигматизмом и положением светящегося пятна на экране ЭЛТ.

3.3. ВИДЫ ОСЦИЛЛОГРАФИЧЕСКИХ РАЗВЕРТОК

Основные определения. *Развертывающим напряжением* в общем случае называют напряжение, определяющее траекторию и скорость перемещения луча ЭЛТ в отсутствие исследуемого сигнала. Траекторию, описываемую лучом, или создаваемый им след на экране под действием развертывающего напряжения принято называть *разверткой.*

Различают несколько видов разверток, используемых в осциллографических приборах. В их названии нет единообразия, но имеется определенная система. Если развертки получаются в результате подачи развертывающего напряжения на одну пару отклоняющих пластин (как правило, горизонтально отклоняющих), то ее называют по форме развертывающего напряжения — пилообразная, экспоненциальная, синусоидальная. Когда же развертка создается подачей напряжения на обе пары пластин одновременно (и на радиально отклоняющий электрод в специальных трубках), ее название соответствует форме траектории, прочерчиваемой лучом: круговая, эллиптическая, спиральная, радиальная. При любой форме развертывающего напряжения, подаваемого на одну пару пластин, след луча, видимый наблюдателю, представляет собой прямую линию.

Линейная периодическая развертка. Применяется при исследовании периодических сигналов. Для нее характерно непрерывно или периодически повторяющееся через одинаковые интервалы перемещения луча по горизонтали, пропорциональное времени. Эта развертка создается линейно-изменяющимся пилообразным развертывающим напряжением (рис. 3.3). Когда оно равно нулю, луч в центре экрана.

При минимальном значении развертывающего напряжения (точка *О* на рис. 3.3,*а*) луч находится в крайнем левом положении на горизонтальной прямой экрана. По мере роста пилообразного напряжения луч перемещается слева направо с постоянной скоростью. Это перемещение, называемое *прямым ходом луча*, происходит в течение интервала времени $t_{пр}$, пока развертывающее напряжение не достигнет максимума (точка *А*). При надлежащем выборе амплитуды пилообразного напряжения U_m луч во время прямого хода переместится в крайнее правое положение экрана. За время $t_{обр}$ напряжение падает от *А* до *Б* и луч совершает *обратный ход* — быстро возвращается в исходное положение, чтобы в следующий период повторить цикл, состоящий из прямого и обратного хода.

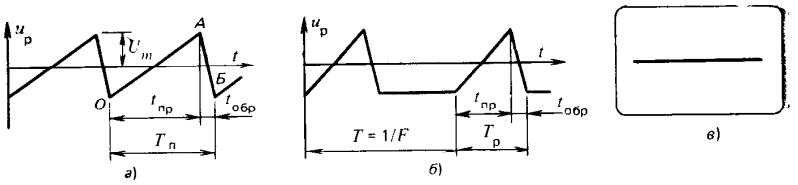


Рис. 3.3

Если каждый последующий цикл пилообразного напряжения непрерывно следует за предыдущим, то рассматриваемая линейная развертка является непрерывной периодической. Когда пилообразные импульсы разделены интервалами времени, развертка получается импульсной периодической.

К основным характеристикам развертывающего напряжения, создающего линейную непрерывную периодическую развертку (рис. 3.3,*а*), относятся:

период $T_п = t_{пр} + t_{обр}$ или *частота* $F_п = 1/T_п$. Для получения высококачественного изображения в осциллографах выполняется условие $t_{обр} \ll t_{пр}$ (кроме того, луч гасят при обратном ходе или подсвечивают при прямом). Практически можно считать, что $T_п \approx t_{пр}$;

амплитуда (размах), определяющая максимальное горизонтальное отклонение луча за период;

степень линейности. Пилообразное напряжение не бывает строго линейным. Часто оно изменяется по экспоненте, близкой к прямой, причем степень линеаризации зависит от схемы источника развертывающего напряжения. Скорость экспоненциальной развертки в отличие от скорости линейной развертки непостоянна: она убывает от начала к концу развертки.

При нелинейном развертывающем напряжении осциллограмма дает искаженное представление о форме исследуемого сигнала. Количественной мерой нелинейности развертывающего напряжения служит коэффициент нелинейности γ, выражаемый в процентах и характеризующий степень непостоянства скорости изменения развертывающего напряжения в начале и конце прямого хода луча:

$$\gamma = 100 \left[\left(\frac{du_р}{dt} \right)_{t=0} - \left(\frac{du_р}{dt} \right)_{t=t_{пр}} \right] \Big/ \left(\frac{du_р}{dt} \right)_{t=0};$$

минимальное значение частоты повторения, при котором отсутствуют мерцания осциллограммы. Чтобы линия развертки или изображение сигнала не мерцали при наблюдении, луч должен прочерчивать одну и ту же траекторию не менее 25—30 раз в секунду. При этом используется инерционная способность человеческого глаза сохранять зрительное впечатление примерно 1/15 с;

синхронность с напряжением исследуемого сигнала. Изображение представляется наблюдателю неподвижным, если луч при каждом прямом ходе прочерчивает одну и ту же кривую, начинающуюся в одной и той же фазе. Это достигается тогда, когда период развертывающего напряжения $T_п$ (или период повторения T) равен или кратен периоду исследуемого сигнала $T_и$:

при $T_п = T_и$ наблюдается один период сигнала;

при $T_п = nT_и$ — n периодов сигнала.

Напомним, что два сигнала, у которых частоты (периоды) равны или кратны и изменению одной из них соответствует пропорциональное изменение второй частоты, называются *синхронными* (одновременными). Таким образом, для получения неподвижного изображения напряжение развертки и исследуемое напряжение должны быть синхронными. Для этого синхронизируют напряжение развертки исследуемым сигналом или внешним напряжением с периодом, равным (кратным) периоду исследуемого сигнала.

Импульсную периодическую развертку (рис. 3.3,*б*) характеризуют длительностью $T_р = t_{пр} + t_{обр}$ (практически $T_р \approx t_{пр}$) и частотой F или периодом T следования импульсов (соответственно условие синхронизации $T = T_и$). Остальные характеристики не отличаются от характеристик непрерывной периодической развертки.

В осциллографах, служащих для наблюдения формы напряжения, максимально допускаемое значение коэффициента нелинейности в зависимости от класса точности прибора лежит в пределах от 3% (класс I) до 20% (класс IV), а в осциллографических измерителях интервалов времени оно значительно меньше: составляет десятые или сотые доли процента.

Линейная ждущая развертка. Часто осциллограф используют для исследования различных импульсных процессов, в том числе непериодических. Непрерывная развертка не позволяет наблюдать однократные импульсы, а при исследовании процессов с большой скважностью она оказывается малоэффективной. В последнем случае слишком малая часть периода следования импульсов приходится на долю импульса и его вершина наблюдается в виде светящейся точки. Иначе говоря, бóльшая часть периода напряжения горизонтальной развертки не используется, а масштаб получается очень мелким.

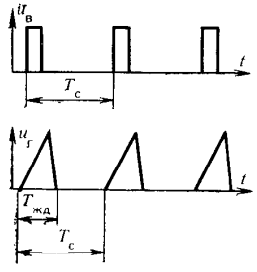


Рис. 3.4

Задача исследования непериодических импульсов и периодических импульсных процессов с большой скважностью успешно решается с помощью ждущей развертки. Для нее характерно следующее. Развертывающее напряжение подается на горизонтально отклоняющие пластины трубки синхронно с моментом появления исследуемого импульса на входе осциллографа (рис. 3.4). После того как под действием развертывающего напряжения луч совершает один прямой и один обратный ход, развертка прекращается и «ждет» прихода импульса, синхронного с исследуемым сигналом, который вновь запустит генератор развертывающего напряжения. При этом длительность пилообразного напряжения $T_{жд}$ можно выбрать немного большей длительности наблюдаемого импульта τ, что позволяет при надлежащей скорости развертки получить изображение импульса почти во весь экран.

Ждущая линейная развертка характеризуется длительностью пилообразного импульса $T_{жд}$ в милли, микро- или наносекундах (при этом предполагается, что амплитуда развертывающего напряжения U_m отклоняет луч на весь экран) или скоростью развертки[1]

$$c = U_m h_г / T_{жд},$$

выраженной в миллиметрах на милли-, микро- или наносекунды ($h_г$ — чувствительность трубки к горизонтальному отклонению, в миллиметрах на вольт).

Чтобы при ждущей развертке фронт исследуемого импульса был хорошо виден, необходимо сдвинуть его относительно начала развертки, т. е. сделать так, чтобы момент начала горизонтальной развертки опережал момент прихода фронта исследуемого импульса на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ.

Синусоидальная развертка. Подобная развертка получается при подаче на горизонтально отклоняющие пластины напряжения синусоидальной формы $u_р = U_m \sin(\omega t + \varphi_0)$. Линия развертки и в этом случае представляется наблюдателю прямой, но скорость движения луча неравномерна в различных частях экрана: она определяется зависимостью $(du_р/dt) = h_г \omega U_m \cos(\omega t + \varphi_0)$.

Применение подобной развертки для наблюдения формы исследуемого напряжения нецелесообразно из-за непостоянной скорости развертки. Этот вид развертки может быть использован при решении измерительных задач.

Круговая развертка. Для рассмотренных видов разверток характерно то, что в результате воздействия развертывающего напряжения луч всегда движения вдоль диаметра трубки, какой бы ни была форма этого напряжения. Однако в осциллографической практике нередко используют и развертки с траекторией луча, отличной от прямолинейной.

При круговой развертке траектория движения луча — окружность (рис. 3.5,*а*). Эта развертка является частным случаем эллиптической (рис. 3.5,*б*). Последняя получается при одновременной подаче на входы X и Y осциллографа двух сину-

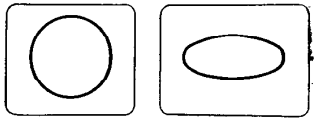


Рис. 3.5

[1] В паспортах к осциллографам и в справочниках приводят обычно коэффициент развертки в единицах времени на сантиметр (или на одно деление масштабной сетки экрана).

соидальных напряжений одной и той же частоты, сдвинутых по фазе на некоторый угол[1] φ, т. е. $u_x = U_{m1} \sin \omega t$ и $u_y = U_{m2} \sin(\omega t + \varphi)$. Убедимся в том, что совместное действие двух подобных напряжений заставляет луч описывать эллипс.

Перемещение луча, вызванное напряжением u_x:

$$x = K_г h_г u_x = K_г h_г U_{m1} \sin \omega t, \qquad (3.1)$$

где $K_г$ — коэффициент передачи канала горизонтального отклонения; $h_г$ — чувствительность трубки к горизонтальному отклонению.

Перемещение луча, обусловленное напряжением u_y:

$$y = K_в h_в u_y = K_в h_в U_{m2} \sin(\omega t + \varphi), \qquad (3.2)$$

где $K_в$ — коэффициент передачи канала вертикального отклонения; $h_в$ — чувствительность трубки к вертикальному отклонению.

Выражения (3.1) и (3.2) — это уравнение эллипса в параметрической форме. Заменив в (3.2) синус суммы двух углов развернутой формулой и подставив в нее значение $\sin \omega t$ из (3.1), а также выразив $\cos \omega t$ через $\sin \omega t$, можно получить уравнение эллипса в прямоугольных координатах:

$$y = K_в h_в U_{m2} \left[\frac{x}{K_г h_г U_{m1}} \cos \varphi + \sin \varphi \sqrt{1 - \left(\frac{x}{K_г h_г U_{m1}} \right)^2} \right]. \qquad (3.3)$$

При $\varphi = 90°$ уравнение (3.3) принимает вид

$$(x/K_г h_г U_{m1})^2 + (y/K_в h_в U_{m2})^2 = 1$$

и представляет уравнение эллипса, оси которого совпадают с координатными. Соотношение осей эллипса зависит от соотношения амплитуд напряжений U_{m1} и U_{m2}, чувствительностей ЭЛТ $h_г$ и $h_в$ и коэффициентов передачи обоих каналов.

Если отклонения луча по обеим осям ЭЛТ одинаковые, т. е. $K_г h_г U_{m1} = K_в h_в U_{m2} = R$, то траектория движения луча — окружность: $x^2 + y^2 = R^2$, где R — радиус окружности. Луч совершает один оборот за время, равное периоду синусоидального развертывающего напряжения.

Таким образом, для получения круговой развертки необходимо подать на оба входа осциллографа одновременно два синусоидальных напряжения одной и той же частоты, сдвинутых по фазе на 90°. Амплитуды этих напряжений и коэффициенты передачи каналов X и Y осциллографа должны быть выбраны так, чтобы отклонения луча по горизонтали и вертикали были равными.

Круговую развертку применяют при измерении интервалов времени, частоты гармонических сигналов и следования импульсов, фазовых сдвигов и т. п.

Спиральная развертка. Если на обе пары отклоняющих пластин подать два синусоидальных напряжения, необходимых для получения круговой развертки, но отличающихся тем, что их амплитуды изменяются во времени по линейному

[1] Для упрощения записи положим $\varphi_0 = 0$.

закону, то луч будет описывать архимедову спираль. Такая развертка называется спиральной. Ее можно получить, например, путем модуляции пилообразным напряжением двух синусоидальных напряжений, вызывающих круговую развертку. При этом луч будет двигаться по одной и той же спирали в каждый период $T_п$ пилообразного напряжения, если период модулирующего напряжения будет кратен периоду T_{sin} синусоидального напряжения, т. е. при выполнении условия $T_п = nT_{sin}$ (n — целое число).

Спиральная развертка применяется в специальных осциллографических приборах для измерения интервалов времени.

3.4. ОСНОВНЫЕ КАНАЛЫ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОГО ОСЦИЛЛОГРАФА

Канал вертикального отклонения. Он предназначен для передачи напряжения источника исследуемого сигнала на вход вертикально отклоняющих пластин ЭЛТ. Канал можно представить четырехполюсником, входные зажимы которого — вход Y осциллографа, а выходные зажимы подключены к вертикально отклоняющим пластинам.

При передаче через канал исследуемый сигнал претерпевает искажения. Чтобы они были малозаметными и осциллограмма точно отображала форму сигнала, необходимо выбрать осциллограф с такими характеристиками канала, которые хорошо согласованы с параметрами исследуемого сигнала.

Основными характеристиками канала являются:

1. *Чувствительность* — отношение размера видимого отклонения луча H к значению поданного на вход канала напряжения U:

$$\varepsilon = H/U. \qquad (3.4)$$

Ее можно определить из формулы

$$\varepsilon = K h_в / 1000, \qquad (3.5)$$

где ε —чувствительность канала в миллиметрах на милливольт; K — коэффициент передачи канала; $h_в$ — чувствительность ЭЛТ к вертикальному отклонению в миллиметрах на вольт.

В соответствии с (3.4) максимальная чувствительность данного осциллографа (при данной ЭЛТ)

$$\varepsilon_{max} = K_{max} h_в / 1000. \qquad (3.6)$$

В паспортах к осциллографам и справочниках обычно приводят величину, обратную чувствительности, называемую *коэффициентом отклонения* и выражаемую в вольтах на сантиметр или на деление.

2. *Полоса пропускания.* Известно [99], что при прохождении сигнала через линейную цепь спектр выходного сигнала $S_{вых}(\omega)$ равен произведению спектра входного сигнала $S_{вх}(\omega)$ на комплексную частотную характеристику цепи $K(j\omega)$:

$$S_{вых}(\omega) = K(j\omega) S_{вх}(\omega).$$

Для передачи сигнала без искажений необходимо, чтобы модуль комплексной частотной характеристики сохранял неизменное значение для всех составляющих спектра передаваемого сигнала, а аргумент являлся линейной функцией частоты. Иначе говоря, необходимо постоянство амплитудно-частотной и линейность фазочастотной характеристик цепи. Между этими двумя характеристиками существует известная связь, вследствие которой в полосе частот, где амплитудно-частотная характеристика цепи постоянна, ее фазочастотная характеристика весьма близка к линейной.

При оценке свойств канала вертикального отклонения, рассматриваемого как линейная цепь, интересуются главным образом полосой пропускания канала, полагая, что фазочастотная характеристика в этой полосе линейна. Если полоса пропускания канала недостаточно широка, то различные составляющие спектра передаются с неодинаковыми коэффициентами передачи, и это приводит к искажениям сигнала. Особенно важно, чтобы выполнялись условия равномерного прохождения высокочастотных составляющих спектра сигнала, так как от этого зависит точность отображения фронта импульса.

Реально полосу пропускания ΔF канала вертикального отклонения принимают равной полосе частот, в которой значения коэффициента передачи уменьшаются не более чем на 3 дБ относительно его номинального значения на средних частотах.

При исследовании импульсных сигналов существенна информация о переходной характеристике $g(t)$ канала вертикального отклонения, которая представляет собой выходной сигнал $u_{вых}(t)$ канала (напряжение на вертикально отклоняющих пластинах ЭЛТ) при входном сигнале $u_{вых}(t)$, имеющем вид единичной функции, т. е.

$$g(t)=u_{вых}(t) \text{ при } u_{вх}(t)=1(t),$$

где

$$1(t)=\begin{cases}0, & \text{когда } t<0;\\ 1, & \text{когда } t\geqslant 0.\end{cases}$$

Время нарастания входного сигнала, описываемого единичной функцией, бесконечно мало. Но поскольку полоса пропускания канала ограничена, то время нарастания выходного сигнала конечно: оно тем больше, чем уже полоса пропускания. Интервал времени, требуемый для нарастания выходного сигнала от 0,1 до 0,9 максимального уровня, называют временем нарастания переходной характеристики и обозначают $t_н$. Оно зависит от полосы пропускания ΔF канала:

$$t_н \approx 0{,}35/\Delta F. \qquad (3.7)$$

Чтобы передать исследуемый импульс с длительностью фронта $\tau_ф$ через канал без заметных искажений фронта, необходимо соблюсти условие $t_н<\tau_ф$ или $\Delta F>0{,}35/\tau_ф$ (конкретно см. § 3.12).

3. *Входное активное сопротивление* $R_{вх}$ и *входная емкость* $C_{вх}$. Эти характеристики определяют степень влияния осциллографа на режим работы объекта исследования, к которому подключается вход канала *Y*.

Перейдем к рассмотрению структуры канала вертикального отклонения и особенностей его основных блоков.

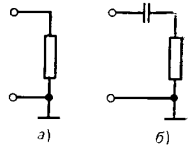


Рис. 3.6

Входной блок. При осциллографировании сигналы, подводимые к входу *Y* осциллографа, подаются на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ через входной блок и усилитель вертикального отклонения.

По схеме входной цепи различают осциллографы с открытым и закрытым входом. *Открытым* называют вход, при котором возможна передача постоянного тока через входную цепь прибора (рис. 3.6,*а*). *Закрытым* называют вход, не пропускающий постоянной составляющей тока. Для его схемы характерно наличие разделительного конденсатора (рис. 3.6,*б*).

Входной блок канала вертикального отклонения, как уже отмечалось в § 3.2, состоит из аттенюатора, эмиттерного повторителя и линии задержки. Аттенюатор (делитель напряжения) предназначается для регулировки чувствительности канала путем ослабления сигнала. Он имеет постоянный коэффициент передачи в широком диапазоне частот и обеспечивает высокое входное сопротивление канала *Y*. С помощью переключателя (на передней панели он обозначен надписью «В/см» или «В/дел») можно получить несколько коэффициентов передачи напряжения. Обычно аттенюаторы строят так, чтобы входное сопротивление заметно не изменялось при переходе от одного значения коэффициента передачи к другому. Иногда в одном из положений переключателя к входным зажимам канала *Y* подключается резистор сопротивлением 51 или 75 Ом, служащий для согласования входного сопротивления осциллографа с волновым сопротивлением кабеля, по которому поступает исследуемый сигнал. В этом положении переключателя сигнал передается без изменений; в остальных положениях параллельно входу включаются делители напряжения (рис. 3.7,*а*) с различными коэффициентами передачи, значения которых зависят от соотношения параметров компонентов схемы делителя.

Схема на рис. 3.7,*а* отличается постоянством коэффициента передачи аттенюатора в широкой полосе частот, что важно при исследовании коротких импульсных сигналов.

В общем случае коэффициент передачи делителя напряжения

$$K_{ат}=Z_2/(Z_1+Z_2). \qquad (3.8)$$

Поскольку

$$Z_1=R_1/(1+j\omega R_1C_1) \text{ и } Z_2=R_2/(1+j\omega R_2C_2),$$

то при условии $R_1C_1=R_2C_2$ получим

$$K_{ат}=R_2/(R_1+R_2)=C_1/(C_1+C_2), \qquad (3.9)$$

откуда видно, что теоретически коэффициент передачи не зависит от частоты.

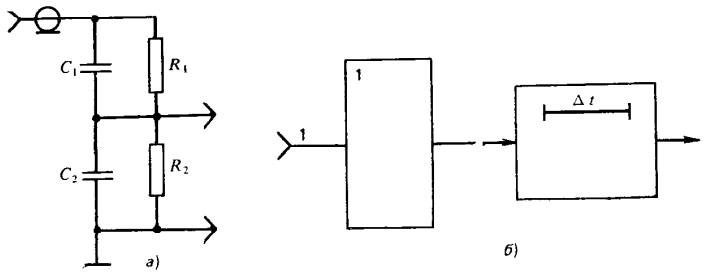


Рис. 3.7

На низкочастотном участке спектра емкостные сопротивления велики (емкость кондеисатора C_1 порядка иескольких пикофарад) и резисторы R_1 и R_2 практически не шунтируются. Поэтому делитель напряжения в области низких частот состоит как бы только из резисторов. В области высоких частот, когда $1/\omega C \gg R$, напряжение делится соответственно емкостям конденсаторов.

В отсутствие конденсаторов C_1 и C_2 коэффициент деления на высокочастотном участке спектра определяется паразитными емкостями, что вносит неопределенность. Чтобы избежать этого, в схему аттенюатора включены конденсаторы C_1 и C_2, емкости которых хотя и малы, но заведомо больше паразитных емкостей схемы.

Активное входное сопротивление осциллографа зависит главным образом от сопротивления резистора R_1, так как $R_{вх}=R_1+R_2$ и $R_2 \ll R_1$, и для большинства приборов характеризуется значением 0,5... 1 МОм (за исключением низкоомного входа). Значение входной емкости определяется значениями эквивалентной емкости делителя $C_э=C_1C_2/(C_1+C_2)$ и параллельно включенной паразитной емкости. Оно составляет несколько десятков пикофарад.

Эмиттерный повторитель выполняется по обычным схемам, но часто схему собирают таким образом, что нагрузкой служит линия задержки (рис. 3.7,*б*). На конце этой линии включаются нагрузочный резистор, сопротивление которого согласовано с волновым сопротивлением линии, и потенциометр для плавной регулировки напряжения, подаваемого на вход усилителя вертикального отклонения.

Усилители вертикального отклонения. Слабые сигналы, не позволяющие получать достаточного отклонения луча ЭЛТ, подают на вертикально отклоняющие пластины лишь после необходимого усиления. Для этого предусматривают усилители вертикального отклонения, повышающие чувствительность канала. Необходимый коэффициент усиления определяется требуемой максимальной чувствительностью канала. Многие осциллографы применяются для исследования напряжений в широком диапазоне частот и импульсов малой длительности. Их усилители вертикального отклонения выполняют широкополосными. Схемные решения усилителей обусловлены требованиями к полосе пропускания.

У некоторых осциллографов предусмотрена возможность изменять полосу пропускания усилителя, устанавливая два фиксированных значения. Одно из них соответствует максимальной полосе пропускания канала вертикального отклонения данного осциллографа (например, 1 МГц) и называется широкой полосой, второе, во много раз меньшее максимального (например, 0,1 МГц), называется узкой полосой. В режиме, соответствующем узкой полосе пропускания, чувствительность усилителя выше.

Очень широкие эффективные полосы пропускания усилителей (единицы гигагерц) при относительно узких реальных полосах характерны для стробоскопических осциллографов (см. § 3.8).

Особенностью оконечных каскадов усилителей вертикального отклонения является симметричный выход, с помощью которого на отклоняющие пластины подаются симметричные переменные напряжения. Подобные схемы применяют для того, чтобы при любом изменении амплитуды исследуемого напряжения потенциал средней линии между пластинами оставался неизменным. Тогда электронный луч ускоряется только напряжением соответствующего анода ЭЛТ. В противном случае отклоняющее напряжение оказывает дополнительное ускоряющее действие на луч, зависящее от амплитуды напряжения, что приводит к ухудшению фокусировки и искажению изображения наблюдаемой кривой.

В некоторых осциллографах предусмотрена возможность подачи исследуемого напряжения непосредственно на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ. У таких приборов между выходными зажимами усилителя и входными зажимами вертикально отклоняющих пластин, как правило, имеется переключатель «усилитель — пластины». При разомкнутом положении переключателя, с одной стороны, имеется возможность подачи исследуемого сигнала непосредственно на вертикально отклоняющие пластины (минуя канал вертикального отклонения); с другой стороны, канал вертикального отклонения можно использовать как самостоятельный усилитель (ослабитель) с регулируемым усилением или ослаблением (при этом следует иметь в виду, что во многих осциллографах у подобного усилителя высокоомный выход).

Канал горизонтального отклонения. Канал X (рис. 3.8) предназначен для формирования и передачи напряжения, осуществляющего горизонтальную развертку луча.

Как следует из назначения, этот канал может работать в двух режимах: формирования и передачи развертывающего напряжения. В первом режиме (переключатель $П_2$ на рис. 3.8 в положении *1*) канал характеризуют параметрами развертывающего напряжения, вырабатываемого генератором: коэффициентом развертки (длительностью), амплитудой, коэффициентом нелинейности. Кроме того, указываются виды синхронизации и характеристики синхронизирующих сигналов.

Во втором режиме, когда внешнее напряжение, подводимое к входу X, передается на горизонтально отклоняющие пластины ЭЛТ (переключатель $П_2$ на рис. 3.8 в положении *2*), основные ха-

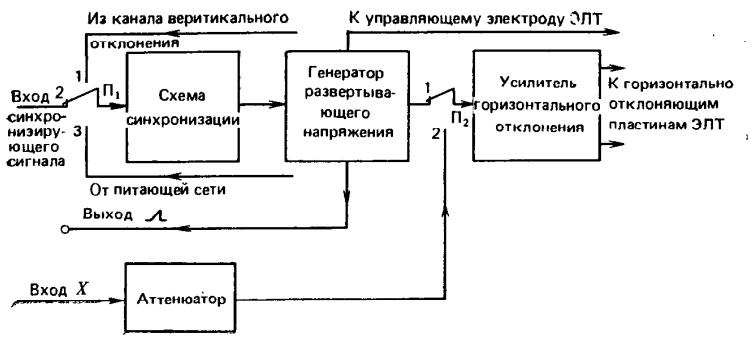


Рис. 3.8

рактеристики этого канала аналогичны характеристикам канала вертикального отклонения: чувствительность, полоса пропускания, входное сопротивление и входная емкость. Режим передачи используют при создании круговой или эллиптической развертки, измерении частоты синусоидальных сигналов или частоты следования импульсов методом сравнения с частотой другого источника и т. д.

Основным узлом канала горизонтального отклонения служит *генератор развертывающего напряжения*, сокращенно называемый генератором развертки. Внутри осциллографа содержится генератор пилообразного напряжения, создающего горизонтальное перемещение луча с постоянной скоростью. Для получения какой-либо другой развертки, например синусоидальной, соответствующее напряжение нужно подавать на вход канала X от внешнего источника.

Пилообразное напряжение, вырабатываемое генератором развертки, должно иметь высокую линейность участка, создающего прямой ход луча; большую крутизну участка, вызывающего обратный ход луча; амплитуду, достаточную для отклонения луча на весь экран; кроме того, длительность развертки должна регулироваться в широких пределах.

Рассмотрим принцип формирования линейно-изменяющегося развертывающего напряжения. В современных осциллографах для решения этой задачи применяют генераторы развертки, выполненные по схеме интегрирующего звена (интегратора). Такое звено, как известно, представляет собой усилитель постоянного тока с коэффициентом усиления $K \gg 1$, охваченный глубокой отрицательной обратной связью с помощью RC-цепи (рис. 3.9,*а*).

Составим уравнение интегратора. В соответствии с обозначениями, принятыми на рис. 3.9,*а*, токи в цепях конденсатора и резистора соответственно

$$i_C = C d(u_{вых} - u')/dt; \quad i_R = (u' - u_{вх})/R.$$

Так как коэффициент усиления собственно усилителя очень большой и отрицательная обратная связь глубокая, то, не рискуя внести заметную погрешность, можно считать $u' \approx 0$. Тогда с точностью до сделанного допущения справедливо равенство $i_C = i_R$ и, следовательно,

$$C du_{вых}/dt = -u_{вх}/R.$$

Разделив обе части на C, будем иметь

$$du_{вых}/dt = -u_{вх}/RC. \qquad (3.10)$$

Это уравнение описывает работу интегратора в дифференциальной форме.

Положив, что во время $t_{пр}$ прямого хода луча напряжение на входе интегратора постоянно, т. е. $u_{вх} = U_0$, и проинтегрировав (3.10), найдем, что

$$u_{вых} = -U_0 t/RC \quad (0 \leqslant t \leqslant t_{пр}), \qquad (3.11)$$

т. е. выходное напряжение интегратора представляет линейную функцию времени в интервале $(0, t_{пр})$.

Коэффициент нелинейности выходного напряжения интегратора теоретически в $K+1$ раз ниже, чем в случае применения простой интегрирующей RC-цепи.

Если ко входу интегратора приложить прямоугольный импульс напряжения длительностью $\tau_и = t_{пр}$, то на выходе получится пилообразный импульс практически той же длительности. Следовательно, присоединив к входным зажимам несимметричный мультивибратор (рис. 3.9,*б*), можно получить генератор периодического пилообразного напряжения. При переводе мультивибратора в режим одновибратора, т. е. в ждущий режим, генератор вырабатывает напряжение ждущей развертки. В реальных схемах генераторов развертки функцию переключающей схемы, которая вырабатывает прямоугольные импульсы, подаваемые на вход интегратора, выполняет триггер Шмитта. В зависимости от напряжения смещения он ведет себя либо как мультивибратор (режим автоколебаний), либо как одновибратор (ждущий режим). Органы регулировки, с помощью которых переходят от одного режима к другому, обозначаются надписями УРОВЕНЬ и СТАБИЛЬНОСТЬ.

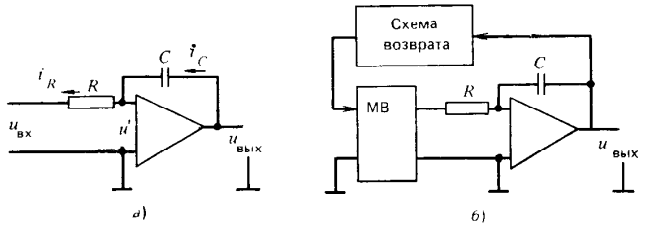


Рис. 3.9

Изменяя их положение, устанавливают требуемый режим развертки: периодической или ждущей.

Имеются осциллографы, у которых переход от периодической развертки к ждущей осуществляется автоматически. После включения осциллографа генератор развертывающего напряжения работает в автоколебательном режиме (периодическая развертка), а с появлением синхронизирующего импульса, генератор автоматически переводится в ждущий режим.

Во время прямого хода развертки вычерчиваемое лучом изображение подсвечивается с помощью прямоугольного импульса, подаваемого с генератора развертки на электрод управления яркостью ЭЛТ. В отсутствие импульса подсвета луч заперт постоянным отрицательным напряжением на управляющем электроде. Длительность импульса подсвета равна продолжительности прямого хода луча. Поэтому с его окончанием трубка запирается и изображения во время обратного хода луча не наблюдается.

В осциллографах применяется калиброванная по скорости развертка, при которой определенному горизонтальному отклонению луча соответствует строго определенная длительность. Такая развертка обусловлена высокой линейностью развертывающего напряжения, а также тем, что пределы его изменения достаточно точно фиксированы (рис. 3.10).

Постоянство верхнего уровня (U_2) достигается с помощью схемы-фиксатора выходного напряжения (она на рис. 3.9,*б* не показана), а для поддержания неизменным нижнего уровня (U_1) служит схема возврата. Через нее на вход триггера Шмитта передается линейно-изменяющееся выходное напряжение интегратора. Когда это напряжение уменьшится до значения U_1, изменится состояние триггера Шмитта — завершится прямой ход луча. Помимо фиксации уровня U_1, схема возврата предохраняет генератор развертки от повторного запуска в течение обратного хода луча и времени восстановления схемы генератора.

Выясним, каким образом, можно регулировать длительность (период) развертывающего напряжения. Как видно из треугольника LMN (рис. 3.10), $\operatorname{tg}\beta = U_р/T_р$. Так как $\operatorname{tg}\beta$ численно равен скорости s изменения пилообразного напряжения, то

$$T_р = U_р/|s|, \qquad (3.12)$$

где $s = du_{вых}/dt$. Подстановка (3.11) в (3.12) с учетом того, что для данного осциллографа отношение $U_р/U_0$ — постоянная величина (обозначим ее k), приводит к формуле

$$T_р = kRC. \qquad (3.13)$$

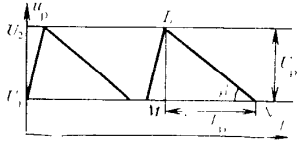


Рис. 3.10

Из (3.13) видно, что длительность (период) развертывающего напряжения зависит от параметров C и R интегратора.

У реального генератора развертки в схеме интегратора имеется набор

конденсаторов, переключением которых изменяют диапазоны длительностей (переключатель ВРЕМЯ/см), и переменный резистор для плавной регулировки внутри диапазона (ПЛАВНО). В некоторых осциллографах, помимо набора конденсаторов, имеется набор резисторов, с помощью которых диапазоны длительностей (периодов) разбивают на поддиапазоны (переключатель МНОЖИТЕЛЬ), и один переменный резистор для плавной подстройки).

Во многих осциллографах предусмотрены две развертки. Первая, создаваемая обычным генератором пилообразного напряжения, называется *основной*. Вторая, формируемая с помощью второго генератора, аналогичного первому и работающему в ждущем режиме, называется *задержанной*, так как второй генератор запускается импульсом, задержанным на некоторое время относительно начала основной развертки. Для получения задержанного импульса в обычных (не управляемых микропроцессором) осциллографах используют компаратор, на один вход которого подано образцовое напряжение постоянного тока, а на другой — пилообразное напряжение основной развертки. Изменяя образцовое напряжение потенциометром, ручка которого расположена на передней панели осциллографа, можно «перемещать» момент начала задержанной развертки в пределах длительности основной развертки. Обычно можно устанавливать скорость задержанной развертки в два, пять или десять раз выше скорости основной развертки. Таким образом, получаются две оси времени с различными масштабами. Это позволяет наблюдать с помощью развертки растянутые участки осциллограммы, получаемой при основной развертке («электронная лупа»). Для увеличения яркости этой осциллограммы с генератора задержанной развертки может быть снят импульс подсвета. Наличие двух разверток также дает возможность повысить точность измерения интервалов времени при непосредственном отсчете.

3.5. СИНХРОНИЗАЦИЯ РАЗВЕРТКИ

Синхронизация ждущей развертки. В самой сущности ждущей развертки заложена необходимость синхронизации: генератор ждущей развертки не работает до тех пор, пока не приходит запускающий, т. е. синхронизирующий, импульс.

Основная забота при исследовании одиночного импульса или периодической последовательности импульсов, характеризуемой большой скважностью, — получить неискаженное изображение фронта импульса.

Запускать генератор ждущей развертки можно исследуемым импульсом (внутренняя синхронизация) или импульсом, вырабатываемым внешним по отношению к осциллографу источником (внешняя синхронизация).

Принцип внутренней синхронизации состоит в том, что исследуемый импульс дифференцируют и полученным в результате диф-

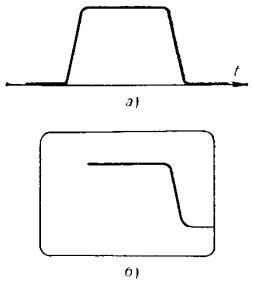


Рис. 3.11

ференцирования коротким импульсом, соответствующим фронту исследуемого сигнала, возбуждают генератор развертки. Однако если не принять необходимых мер, то в изображении исследуемого импульса может отсутствовать фронт (рис. 3.11).

При синхронизации ждущей развертки необходимо создать условие наблюдения неискаженного фронта исследуемого импульса — сделать так, чтобы начало напряжения развертки, отклоняющего луч по горизонтали, несколько опережало момент прихода фронта исследуемого импульса на вертикально отклоняющие пластины. Такая задача решается двумя основными способами:

1. Включением линии задержки в канал вертикального отклонения. В режиме внутренней синхронизации (рис. 3.12,*а*) генератор ждущей развертки запускается коротким импульсом *2*. Он соответствует фронту продифференцированного исследуемого импульса *1*, поступающего из цепи, предшествующей линии задержки. На вертикально отклоняющие пластины фронт задержанного импульса *4* приходит с запаздыванием относительно начала действия напряжения развертки *3* на интервал времени $\tau_з$, определяемый линией задержки. Возможности использования этого способа ограничены, поскольку задержка импульса, создаваемая линией задержки, фиксирована — она не регулируется. Следует также иметь в виду, что наличие линии задержки в канале вертикального отклонения приводит к некоторым искажениям наблюдаемого импульса. В осциллографах высокого класса используют линии задержки, вносящие малозаметные искажения.

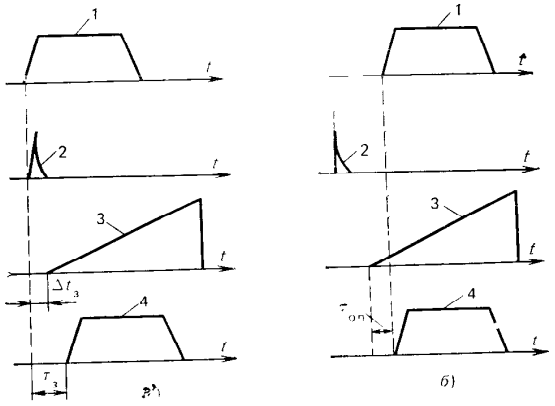


Рис 3.12

2. Запуском одним синхронизирующим импульсом и генератора ждущей развертки и устройства, импульс которого подлежит наблюдению (режим внешней синхронизации). При этом исследуемый импульс *1* не задерживают в канале вертикального отклонения (рис. 3.12,*б*), а строят систему запуска так, чтобы либо генератор развертки запускался коротким импульсом *2* немного раньше, чем исследуемое устройство, либо при одновременном запуске использовалась задержка исследуемого импульса *1* относительно момента запуска в самом устройстве. В обоих случаях начало действия развертывающего напряжения *3* будет опережать на время $\tau_{оп}$ момент прихода фронта исследуемого импульса на вертикально отклоняющие пластины (импульса *4* на рис. 3.12,*б*).

Второй способ позволяет осуществить надежную синхронизацию и в случае, когда исследуемый импульс подается непосредственно на вертикально отклоняющие пластины (амплитуда исследуемого импульса достаточна для значительного отклонения луча).

На рис. 3.13 изображена схема для исследования выходного сигнала усилителя, на вход которого подается импульс от измерительного генератора импульсных сигналов. Исследуемый импульс подводится непосредственно к вертикально отклоняющим пластинам ЭЛТ осциллографа. Так как импульсы, появляющиеся на основном выходе *2* измерительного генератора при включенной внутри генератора схеме задержки, запаздывают относительно синхронизирующих импульсов, снимаемых с выхода *1*, то синхронизирующие импульсы, поступающие на специальный вход осциллографа для запуска генератора ждущей развертки в режиме внешней синхронизации, опережают сигналы, подаваемые на вертикально отклоняющие пластины трубки.

Иногда синхронизирующие импульсы могут быть поданы из первых каскадов исследуемого устройства.

При синхронизации генератора ждущей развертки следует учитывать, что для его запуска требуются короткие импульсы с крутым фронтом. Поэтому в усилителе синхронизации исследуемый импульс усиливается и дифференцируется. Возможна синхронизация ждущей развертки импульсами любой полярности, так как предусмотрен специальный каскад схемы синхронизации, который в зависимости от положения переключателя рода развертки передает запускающие импульсы либо с той же полярностью, либо с измененной на противоположную.

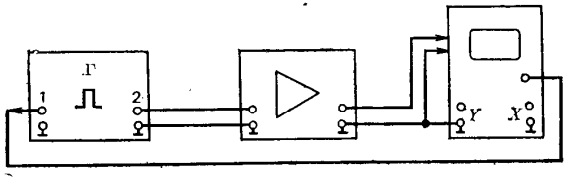


Рис. 3.13

Синхронизация периодической (непрерывной) развертки. При исследовании периодических напряжений для получения неподвижного изображения на экране трубки необходимо, чтобы периоды развертывающего напряжения и исследуемого сигнала были равны или кратны. Выполнение этого условия требует специальных мер, так как частота сигналов релаксационных генераторов вообще и генераторов пилообразного напряжения в частности нестабильна по различным причинам: из-за колебаний питающих напряжений, нестабильности параметров схемы, флуктуационных явлений и т. п. Да и частота исследуемого сигнала не всегда достаточно стабильна.

Получить неподвижное изображение периодического сигнала можно в том случае, если создан принудительный режим работы генератора развертки, такой, что развертывающее напряжение и напряжение исследуемого сигнала синхронны. Чаще всего используют синхронизацию напряжением исследуемого сигнала, передаваемым из канала вертикального отклонения в усилитель синхронизации. Там оно усиливается, ограничивается и дифференцируется, т. е. из него формируются короткие однополярные импульсы с периодом следования, равным или кратным периоду исследуемого напряжения (иногда для этого включают специальные формирующие каскады). Полученные импульсы в моменты прихода на мультивибратор генератора периодической развертки (режим автоколебаний) опрокидывают его. Таким образом, момент скачка — начала цикла (периода) работы мультивибратора — согласован с моментом появления синхронизирующего импульса. Следовательно, период колебаний мультивибратора, а значит, и период развертывающего напряжения равен периоду исследуемого сигнала.

Известно, что работу мультивибратора можно синхронизировать импульсами и так, чтобы частота синхронизированного сигнала была в целое число раз меньше частоты следования синхронизирующих импульсов. В этом случае период развертывающего напряжения оказывается кратным периоду исследуемого напряжения.

В осциллографах предусматривают три вида синхронизации: внутреннюю, т. е. напряжением исследуемого сигнала, внешнюю, осуществляемую с помощью внешнего источника, и от сети (напряжением питающей сети).

3.6. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ИССЛЕДУЕМЫХ СИГНАЛОВ

Как отмечалось в § 3.2, в зависимости от встроенных средств измерения параметров исследуемых сигналов различают осциллографы, содержащие калибраторы чувствительности и длительности, со встроенными цифровыми измерителями этих параметров и микропроцессорные с программным управлением, которые автоматически измеряют много параметров сигналов по заданной программе. В данном параграфе излагаются методики измерений,

осуществляемых с помощью первых двух разновидностей осциллографов. О третьей разновидности речь пойдет в гл. 12.

Калибраторы и методики измерений параметров. Калибраторами называют средства измерения, входящие в состав осциллографа и представляющие собой меры, с помощью которых градуируют или поверяют градуировочные характеристики осей экрана осциллографа: вертикальной — в единицах напряжения, горизонтальной — в единицах времени. После выполнения градуировки осей (шкал) создается возможность измерения, с одной стороны, амплитуды напряжения исследуемого сигнала и, с другой стороны, длительности импульсов, интервала времени между импульсами и т. п.

Калибратор чувствительности — это источник напряжения, по которому устанавливают номинальную чувствительность канала вертикального отклонения:

$$\varepsilon_{ном} = H_к / U_к,$$

где $\varepsilon_{ном}$ выражено в сантиметрах на вольт; $H_к$, в сантиметрах — строго определенное (калибровочное) видимое отклонение луча; $U_к$, в вольтах — строго определенное (калиброванное) напряжение, подаваемое на вход усилителя вертикального отклонения.

Согласно (3.5), которое для выражения $\varepsilon_{ном}$ в сантиметрах на вольт можно записать в виде $\varepsilon_{ном} = K_{ном} h_в / 10$, номинальная чувствительность устанавливается регулировкой коэффициента передачи канала.

Когда вертикальная ось экрана проградуирована, то измеряемая амплитуда напряжения находится из соотношения $U_{m\,изм} = H / \varepsilon_{ном}$, где H — видимое отклонение луча, вызываемое исследуемым сигналом.

Удобнее располагать значением номинального коэффициента отклонения $d_{ном} = 1/\varepsilon_{ном} = U_к / H_к$. Тогда

$$U_{m\,изм} = H d_{ном}. \qquad (3.14)$$

Размер $H_к$, необходимый для установки чувствительности или коэффициента отклонения, задается с помощью масштабной сетки (рис. 3.14). Во многих осциллографах применены ЭЛТ с внутренней масштабной сеткой, расположенной в плоскости экрана (в той же плоскости, что и люминофор). Это конструктивное решение практически исключает погрешности отсчета, обусловленные параллаксом. Такие ЭЛТ называют трубками с внутренней шкалой и беспараллаксным отсчетом.

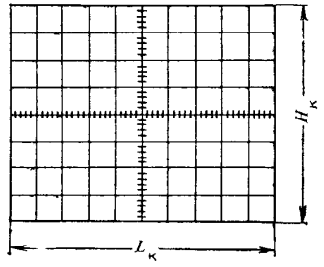


Рис. 3.14

Напряжение $U_к$ вырабатывает калибратор, который выполнен, напри-

мер, по схеме мультивибратора, генерирующего прямоугольные импульсы размахом $U_р$ (строго калиброванным). Эти импульсы передаются через эмиттерный повторитель и делитель напряжения на выход калибратора. Последний соединяют со входом Y осциллографа. Числа $d_{ном}$, соответствующие различным коэффициентам передачи аттенюатора, нанесены на шкале, окружающей его переключатель, который отмечен надписью В/см.

Методика измерения амплитуды напряжения заключается в следующем. Перед измерением калибруют чувствительность канала вертикального отклонения: устанавливают по калибратору с помощью регулятора усиления номинальный коэффициент отклонения. Затем подают исследуемый сигнал на вход Y осциллографа и, не меняя положения регулятора усиления, добиваются с помощью входного аттенюатора того, чтобы размер H изображения занимал большую часть экрана (рис. 3.15). Искомую амплитуду определяют по (3.14), где $d_{ном}$ — число, соответствующее данному положению переключателя на шкале, окружающей его.

Рассмотрим составляющие погрешности измерения амплитуды, классифицируя их согласно слагаемым измерения. Погрешность меры $\delta_м$ состоит из погрешности напряжения калибратора и погрешности калибровки чувствительности. Иначе говоря, это погрешность номинального коэффициента отклонения $d_{ном}$. Погрешность преобразования $\delta_{пр}$ определяется главным образом неравномерностью переходной характеристики канала вертикального отклонения. Погрешность сравнения $\delta_{ср}$ — погрешность геометрического измерения размера H. Погрешность фиксации сливается с погрешностью сравнения. Учитывая, что все составляющие погрешности независимы, суммарную погрешность можно найти следующим образом:

$$\delta_U = \sqrt{\delta_м^2 + \delta_{пр}^2 + \delta_{ср}^2}.$$

Калибратор длительности — это мера времени, с помощью которой либо проверяют длительность калиброванной развертки, либо калибруют временной масштаб. Больше распространен первый вариант. Часто функции обоих калибраторов (чувствительности и длительности) совмещены в одном устройстве.

Калиброванная по длительности развертка гарантирует горизонтальное отклонение луча на строго определенное расстояние $L_к$

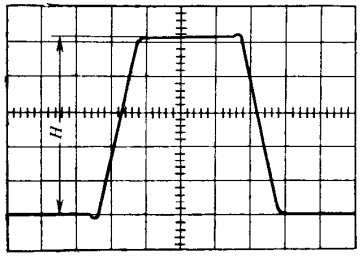


Рис. 3.15

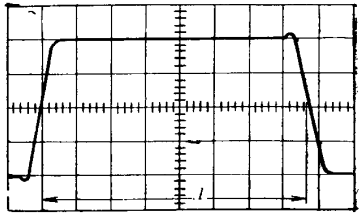


Рис. 3.16

при строго определенной длительности $T_р$. Коэффициент развертки $q = T_р/L_к$ (например, в микросекундах на сантиметр) определяет градуировочную характеристику оси времени или временной масштаб. Числа q обозначают положения переключателя длительности развертки (надпись на передней панели ВРЕМЯ/см или ВРЕМЯ/дел.).

Таким образом, генератор калиброванной развертки служит рабочей мерой времени, поверяемой по калибратору длительности.

Методика измерения интервалов времени такова. Длительность импульса, период следования импульсов и другие интервалы времени измеряют, используя калиброванную развертку. Перед началом измерения поверяют значение коэффициента развертки по калибратору длительности. После поверки исследуемый импульс подают на вход Y осциллографа. На экране появляется изображение прямоугольного импульса. Длительность развертки регулируют так, чтобы возможно больше растянуть изображение импульса в горизонтальном направлении: если фронт изображения близок к левой граничной линии масштабной сетки, то срез изображения должен быть возможно ближе к правой граничной линии (рис. 3.16). Затем измеряют по масштабной сетке расстояние l и, умножив его на числовое значение коэффициента развертки q (произведение чисел, обозначающих установленные положения переключателей ВРЕМЯ/дел. и МНОЖИТЕЛЬ), получают искомую длительность импульсов $\tau_и = lq$.

Отметим составляющие погрешности измерения длительности импульса. Погрешность меры $\delta_м$ в данном случае — нестабильность частоты генератора калибратора (она не превосходит 10^{-3}) и погрешность калибровки длительно-

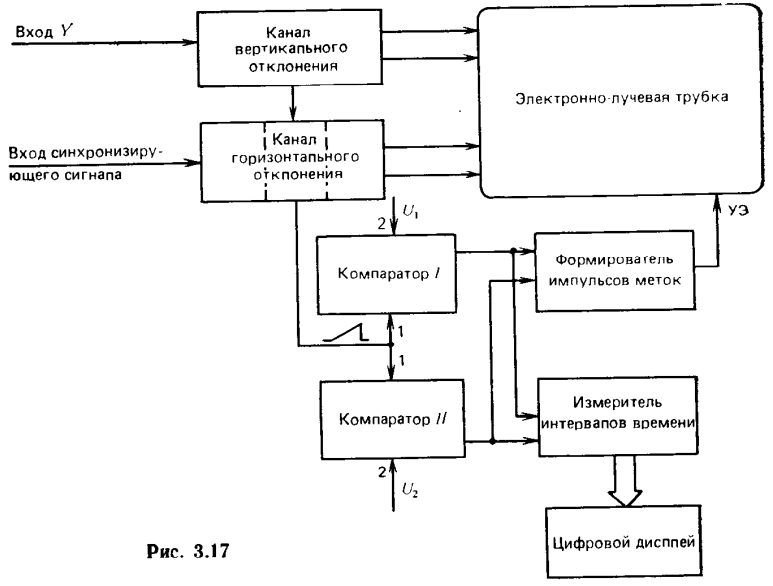


Рис. 3.17

сти развертки $T_р$. Другими словами — это погрешность коэффициента развертки q. Погрешность преобразования $\delta_{пр}$ — погрешность, обусловленная искажением формы импульса в канале вертикального отклонения. Погрешность сравнения $\delta_{ср}$ — погрешность установки уровня 0,5 и геометрического измерения длины l. Так как все составляющие погрешности независимы, то суммарная погрешность

$$\delta_т = \sqrt{\delta_м^2 + \delta_{пр}^2 + \delta_{ср}^2}.$$

Встроенные цифровые измерители и методики измерения параметров. Более совершенны приборы, в которых вместо калибраторов применены встроенные цифровые вольтметры, измерители интервалов времени и частоты. Результаты измерений либо отображаются с помощью цифровых индикаторов (цифрового дисплея), либо высвечиваются на экране ЭЛТ в буквенно-цифровой форме.

Рассмотрим, каким образом измеряются интервалы времени. Для этого воспользуемся структурной схемой на рис. 3.17 и графиками, поясняющими измерение длительности прямоугольного импульса (на уровне 0,5 амплитуды, рис. 3.18).

Исследуемый импульс, подводимый к входу *Y* осциллографа, передается через канал вертикального отклонения на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ. Генератор развертки, содержащийся в канале горизонтального отклонения, вырабатывает линейно-изменяющееся напряжение $u_р(t)$, момент начала которого определяется синхронизирующим сигналом. Это напряжение поступает на входы *1* обоих компараторов. В компараторе *I* оно сравнивается с напряжением постоянного тока U_1, подводимым к входу *2* компаратора *I*, а в компараторе *II* — с напряжением постоянного тока U_2 (рис. 3.18,*а*).

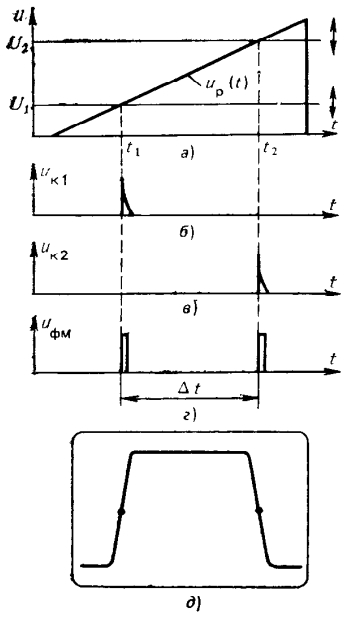


Рис. 3.18

В момент t_1, когда $u_р(t_1) = U_1$, на выходе компаратора *I* возникает короткий импульс (рис. 3.18,*а* и *б*). Аналогично и на выходе компаратора *II* появляется короткий импульс, но в момент t_2 выполнения условия $u_р(t_2) = U_2$ (рис. 3.18,*а* и *в*).

Полученные импульсы поступают в формирователь импульсов меток, откуда после формирования (рис. 3.18,*г*) подаются на управляющий электрод (УЭ) ЭЛТ. В моменты появления сформированных импульсов яркость свечения увеличивается и на изображении исследуемого прямоугольного импульса (рис. 3.18,*д*) образуются яркостные метки.

С помощью органов регулировки, выведенных на переднюю панель прибора, пользователь осциллографа может изменять напряжения U_1 и U_2. Это влечет за собой изменение моментов появления импульсов (рис. 3.18,*а*—*г*) и, следовательно, положений яркостных меток на изображении исследуемого импульса (рис. 3.18,*д*). После того как метки будут установлены на требуемом уровне (в нашем случае — на уровне 0,5 амплитуды импульса), интервал Δt между импульсами, создающими яркостные метки (рис. 3.18,*г*), определяется измерителем интервалов времени. Результат измерения искомого значения длительности прямоугольного импульса отображается на цифровом дисплее.

Опираясь на изложенную процедуру, несложно представить себе методику измерения длительности фронта исследуемого импульса. Для этого нужно так выбрать напряжения U_1 и U_2, чтобы обе яркостные метки «лежали» на изображении фронта импульса, причем положение первой должно соответствовать уровню 0,1 амплитуды, а положение второй — уровню 0,9 амплитуды.

Если в устройство, изображенное на рис. 3.17, ввести схему запоминания максимального уровня исследуемого импульса и подать запомненное напряжение на вход *2* компаратора *II* (вместо напряжения U_2), а на входе *2* компаратора *I* установить $U_1 = 0$, то интервал времени, разделяющий выходные импульсы компараторов, будет пропорционален амплитуде импульса U_m. Измерив этот интервал, можно определить значение U_m (подробнее см. § 5.9).

3.7. ДВУХКАНАЛЬНЫЕ И ДВУХЛУЧЕВЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

Эти приборы применяют для одновременного наблюдения осциллограмм двух сигналов на экране одной ЭЛТ, например при сопоставлении выходных сигналов устройства с входными, исследовании разнообразных преобразователей сигналов и схем задержки импульсов, анализе искажений формы сигнала при прохождении через различные цепи, исследовании фазовых сдвигов, сравнении сигналов в различных сечениях сложной схемы и т. п.

Двухканальный осциллограф содержит два канала вертикального отклонения, электронный переключатель, который попеременно подает выходные сигналы каждого канала на одни и те же вертикально отклоняющие пластины обычной ЭЛТ. Оба канала идентичны; в составе каждого из них аттенюатор, эмиттерный повторитель, предварительный усилитель (с ним связан орган перемещения изображения по вертикали) и двухтактный фазоинвертор, преобразующий несимметричные входные сигналы в симметричные. Выходы фазоинверторов обоих каналов соединены со входами электронного коммутатора, после которого включены общие для обоих каналов предоконечный усилитель, линия задержки и оконечный усилитель (с ним связан орган поиска луча), выходное напряжение которого поступает на вертикально отклоняющие пластины трубки. Обычно предусматривают четыре режима рабо-

ты каналов: *одноканальный* (работает либо первый канал, либо второй), *чередования каналов* (поочередное включение каналов после каждого хода развертки), *прерывания* (работают оба канала, но переключения производятся с высокой частотой, например 500 кГц... 1 МГц), *алгебраического сложения* (работают оба канала одновременно на одну нагрузку). В двухканальных осциллографах имеются две развертки: основная и задержанная (создаваемые с помощью двух генераторов развертки и схемы сравнения). Развертка А служит для обычных наблюдений, а развертка Б — для получения растянутых участков кривых, наблюдаемых на развертке А (см. § 4.2).

На основе двухканального принципа строят и многоканальные осциллографы, в которых число используемых каналов доходит до восьми. В последнее время получили распространение трехканальные осциллографы: третий канал предназначен для наблюдения сигнала внешней синхронизации. Это позволяет судить о временных соотношениях между сигналами.

Двухлучевой осциллограф имеет специальную двухлучевую ЭЛТ, представляющую собой стеклянную колбу, внутри которой помещены две раздельные электронно-оптические системы и соответственно две независимые системы отклоняющих пластин. Совокупность этих систем образует два электронных луча, действующих на один общий экран, что позволяет наблюдать одновременно две осциллограммы. В осциллографе два полностью независимых канала вертикального отклонения: каждый содержит все узлы канала однолучевого осциллографа — от входных зажимов до «своей» пары вертикально отклоняющих пластин. Генераторы развертки (иногда один генератор) у большинства приборов общие. Встречаются двухлучевые осциллографы с коммутатором, представляющие собой четырехканальные приборы.

У каждой разновидности осциллографов — двухлучевых или двухканальных — имеются свои преимущества. Первые позволяют наблюдать два сигнала раздельно и совместно. Поэтому такие осциллографы применяют для исследования двух неповторяющихся сигналов малой длительности (если двухлучевая трубка имеет независимые пары горизонтально отклоняющих пластин, то можно наблюдать неповторяющиеся сигналы при различных развертках). Незаменимы двухлучевые приборы и при детальном изучении нестационарных процессов. Принципиальным преимуществом двухканальных осциллографов является более низкая стоимость и существенно лучшие характеристики, чем у двухлучевых.

3.8. СТРОБОСКОПИЧЕСКИЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

Для исследования быстропротекающих процессов или очень коротких импульсов (периодически повторяющихся или искусственно превращаемых в периодическую последовательность) успешно применяется стробоскопический метод осциллографирования. Он позволяет значительно уменьшить скорость развертки по сравнению с той, которая требуется при непосредственном наблюдении исследуемого импульса на скоростном осциллографе, и резко сузить полосу пропускания усилителя вертикального отклонения, что решает проблему усиления сигнала. Не требуя применения специальных ЭЛТ, метод дает возможность получить эквивалентную полосу пропускания порядка сотен и тысяч мегагерц при фактической полосе пропускания усилителя вертикального отклонения в десятки килогерц или единицы мегагерц и чувствительности до 1 мм/мВ.

Скорость развертки удается уменьшить, трансформируя масштаб времени. На экране осциллографа появляется изображение, по форме подобное исследуемому сигналу, но в увеличенном временном масштабе. Осуществляется стробоскопический метод с помощью амплитудно-импульсной модуляции (АИМ) исследуемого сигнала. При этом роль переносчиков информации играют короткие стробирующие импульсы, длительность которых значительно меньше длительности импульса, подлежащего осциллографированию. Принцип трансформации масштаба времени поясняет рис. 3.19.

Исследуемый сигнал (рис. 3.19,*а*) представляет собой повторяющиеся импульсы с периодом T (частота повторений $F=1/T$). Этим сигналом модулируется последовательность коротких импульсов с периодом следования $T+\Delta T$ (интервал ΔT называют *интервалом дискретизации или считывания*), причем период T кратен интервалу считывания ΔT. В результате модуляции получают импульсы, высоты которых пропорциональны значениям исследуемого напряжения в отдельные моменты времени (рис. 3.19,*б*). Первое дискретное значение считывается в 1-м импульсе исследуемого сигнала стробирующим импульсом c_1, сдвинутым относительно опорного импульса o_1 на интервал ΔT; второе дискретное значение считывается во 2-м импульсе сигнала стробирующим импульсом c_2, сдвинутым от опорного импульса o_2 на интервал $2\Delta T$; третье дискретное значение — в 3-м импульсе сигнала импульсом c_3, причем интервал o_3c_3 равен $3\Delta T$, и т. д. Таким образом, осцил-

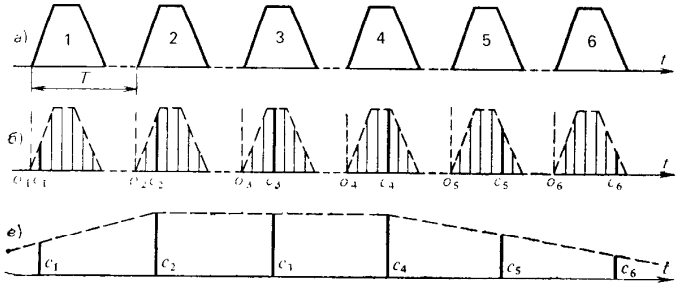


Рис. 3.19

лографируемый сигнал полностью считывается по точкам импульсами c_1, c_2, c_3, c_4, c_5, c_6 (рис. 3.19,*в*). После этого процесс считывания многократно повторяется.

Масштаб времени увеличивается во столько раз, во сколько период следования T осциллографируемых импульсов больше интервала считывания ΔT. При этом для получения изображения на экране стробоскопического осциллографа требуется скорость развертки в $m=T/\Delta T$ раз меньше, чем для получения такого же изображения непосредственно на экране скоростного осциллографа. Масштаб можно растянуть еще больше, если считывать каждое последующее дискретное значение исследуемого сигнала не в идущих подряд импульсах исследуемого сигнала, а после пропуска некоторого числа p импульсов.

Итак, суть стробоскопического метода осциллографирования заключается в считывании дискретных значений исследуемого сигнала путем амплитудной модуляции исследуемым напряжением последовательности коротких стробирующих импульсов, фаза которых изменяется относительно исследуемого сигнала, а их частота $F_{стр}$ равна или в целое число p раз меньше ($F_{стр}=F/p$) частоты повторения F импульсов исследуемого напряжения. При этом с каждым из повторяющихся сигналов должно совпадать не более одного стробирующего импульса.

Возможность применения при стробоскопическом осциллографировании усилителя вертикального отклонения с полосой пропускания во много раз более узкой, чем требуется при непосредственном наблюдении импульсов наносекундной или пикосекундной длительности на экране скоростного осциллографа, обусловлена следующим. Так как моменты появления стробирующих импульсов, считывающих соседние дискретные значения исследуемого сигнала, разделены значительными интервалами времени $T=1/F$ или $pT=p/F$, то можно растянуть, удлинить промодулированные сигналом стробирующие импульсы и тем самым во много раз сузить их спектр. Кроме того, поскольку информацию о считанном дискретном значении сигнала несет только амплитуда стробирующего импульса, то при усилении промодулированных стробирующих импульсов не нужно принимать меры для сохранения их формы. Поэтому наличие частотных искажений, вносящих систематическую погрешность, при линейном режиме работы усилителя не нарушает пропорциональности между амплитудами выходного напряжения и усиливаемого стробирующего импульса.

Структурная схема стробоскопического осциллографа приведена на рис. 3.20 (для упрощения не показаны входные блоки). Его работа заключается в следующем.

Синхронизирующие импульсы (рис. 3.21,*а*), жестко связанные с исследуемым сигналом, поступают в схему синхронизации. Она формирует из импульсов синхронизации стандартные импульсы с крутым фронтом. Сформированные сигналы подаются в схему автоматического сдвига и запускают генератор, вырабатывающий «быстрое» пилообразное напряжение (рис. 3.21,*б*). Оно подводит-

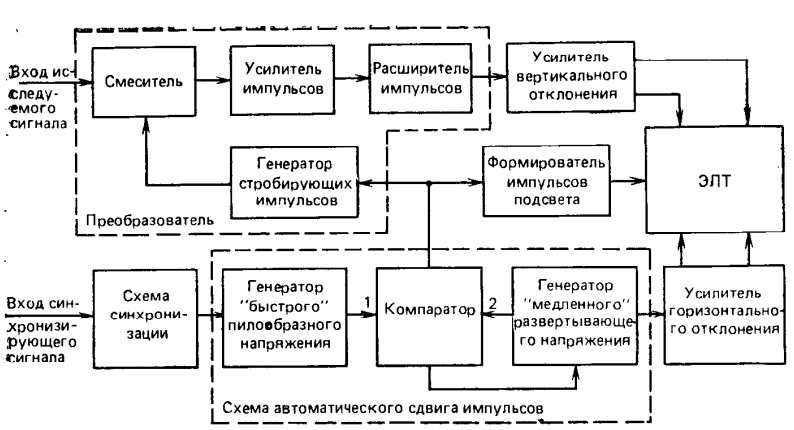


Рис. 3.20

ся к входу *1* компаратора, где сравнивается с поступающим на вход *2* «медленным» развертывающим напряжением (рис. 3.21,*в*). Последнее представляет собой ступенчатое линейно-изменяющееся напряжение. В каждый момент равенства значений напряжений на входах *1* и *2* компаратора на его выходе возникает импульс (рис. 3.21,*г*), которым запускается генератор стробирующих импульсов. Выходной сигнал компаратора подается также в генератор «медленного» развертывающего напряжения и его «ступенька» получает приращение.

К приходу следующего синхронизирующего импульса по истечении периода T (рис. 3.21,*а*) значение напряжения на входе *2*

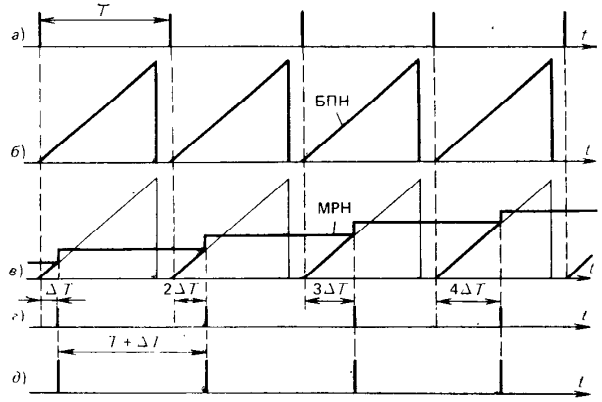


Рис. 3.21

компаратора больше, чем в предыдущем случае (рис. 3.21,*в*). Выходной импульс компаратора появляется через интервал $T+\Delta T$ относительно предыдущего выходного импульса (рис. 3.21,*г*). Так как каждому выходному импульсу компаратора соответствует стробирующий импульс (рис. 3.21,*г* и *д*), то период следования стробирующих импульсов получается равным $T+\Delta T$. Сдвиг каждого последующего стробирующего импульса относительно соответствующего ему синхронизирующего (опорного) импульса увеличивается на интервал ΔT (рис. 3.21,*а* и *д*). Интервал считывания ΔT, как видно из рис. 3.21,*в*, можно регулировать изменением приращения ступенчатого напряжения «медленной развертки». При включении делителя частоты в схеме синхронизации период следования стробирующих импульсов получается $pT+\Delta T$ (p — коэффициент деления частоты следования синхронизирующих импульсов).

Исследуемый сигнал подводится (рис. 3.20) к смесителю, где осуществляется амплитудная модуляция стробирующих импульсов (АИМ). С выхода смесителя импульсы поступают через усилитель и расширитель на вход усилителя вертикального отклонения. К вертикально отклоняющим пластинам подводятся широкие импульсы, амплитуды которых пропорциональны считанным значениям исследуемого сигнала.

Формирователь импульсов подсвета с поступлением на его вход сигнала компаратора вырабатывает стандартный импульс, который подается на электрод управления яркостью ЭЛТ (рис. 3.20), в результате чего подсвечивается начальная часть вершины расширенного импульса. На экране получается последовательность светящихся точек, размеры вертикального отклонения которых соответствуют считанным значениям напряжения исследуемого сигнала, поданного на вход осциллографа. Так создается осциллограмма исследуемого сигнала.

Стробоскопический метод обеспечивает высокую чувствительность осциллографа, так как вследствие узкой полосы пропускания усилителя вертикального отклонения последний имеет низкий уровень собственных шумов. Рассмотренный принцип считывания сигнала по точкам позволяет со сравнительно большой степенью точности измерять интервалы времени на сигнале и легко изменять временной масштаб осциллограммы. Степень искажения осциллограмм, получаемых при стробоскопическом осциллографировании, зависит от интервала считывания и погрешностей, вносимых преобразователем. При правильном выборе интервала считывания (он не должен быть слишком малым) и рациональном выполнении преобразователя относительные погрешности воспроизведения невелики.

В заключение следует отметить, что имеются аналоговые и цифровые стробоскопические осциллографы. Современные цифровые приборы этого вида строятся на основе микропроцессорной системы.

3.9. ЗАПОМИНАЮЩИЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

В последние годы специальные запоминающие осциллографы, обладающие свойством запоминать и длительно воспроизводить исследуемые сигналы, выпускают все в большем количестве. Применение запоминающих осциллографов существенно повысило эффективность экспериментального исследования многих процессов. Эти приборы могут быть аналоговыми со специальными запоминающими ЭЛТ и цифровыми, выполняемыми на обычных ЭЛТ.

Аналоговые осциллографы. Их основное отличие от универсальных — применение запоминающих ЭЛТ с видимым изображением. Записываемый сигнал хранится в форме потенциального рельефа и может быть впоследствии воспроизведен путем считывания рельефа электронным лучом. При этом сигнал может сохраняться весьма долго, если электронный луч заперт или осциллограф полностью выключен.

Возможно запоминать на длительное время однократный процесс, а также последовательно запоминать несколько процессов (без нарушения предыдущих записей) и впоследствии считывать все записи одновременно. Ненужные записи могут быть мгновенно стерты. В запоминающих осциллографах предусмотрены схемы регулировки скорости записи и времени воспроизведения, а также стирания записи.

Запоминающие ЭЛТ с видимым изображением по принципу действия делят на полутоновые, бистабильные и комбинированные.

Полутоновые трубки преобразуют электрические сигналы в видимое изображение с полутонами, т. е. в такое изображение, яркость которого в каждой точке пропорциональна напряжению электрического сигнала. Бистабильные запоминающие трубки трансформируют электрические сигналы в видимое изображение, не имеющее полутонов, т. е. в такое изображение, которое имеет только два тона — светлый и темный. У таких трубок яркость свечения не зависит от напряжения входного сигнала. Для комбинированных запоминающих трубок характерно электронно-оптическое увеличение изображения при переносе его с полутоновой мишени на бистабильную, с которой изображение воспроизводится на экране.

Запоминающие осциллографы характеризуют, помимо общих параметров универсальных приборов, специфическими параметрами, к которым относятся скорость записи (км/с), время, на которое запоминается сигнал при воспроизведении изображения (мин) или без воспроизведения изображения (ч). Так как время сохранения изображения на экране ЭЛТ весьма велико, то существенно упрощается фотографирование осциллограмм, получаемых с помощью запоминающих осциллографов, по сравнению с обычными (универсальными) осциллографами.

Цифровые осциллографы. Достоинством аналоговых приборов является очень широкий частотный диапазон исследуемых сигналов. Однако у цифровых запоминающих осциллографов имеются свои несомненные преимущества: практически неограниченное время хранения запомненной информации, широкие пределы изменения скорости считывания, возможность замедленного воспроиз-

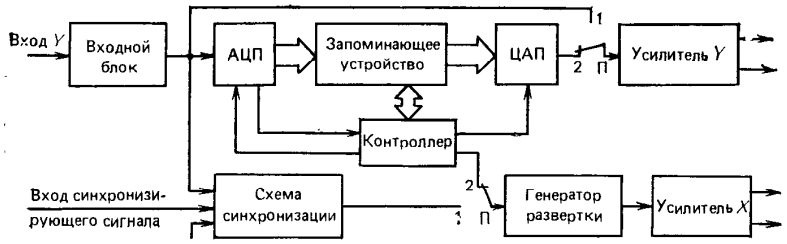


Рис. 3.22

ведения отдельных участков запомненной осциллограммы (например, один из осциллографов позволяет устанавливать коэффициент развертки 1 ч/см), яркие и четкие осциллограммы, намного более контрастные, чем в аналоговых запоминающих осциллографах, простота управления, вывод информации в цифровой форме на ЭВМ или обработка ее внутри осциллографа.

Структурная схема цифрового запоминающего осциллографа приведена на рис. 3.22. Особенность этого прибора в том, что он может работать в двух режимах. Когда переключатели *П* находятся в положении *1* (оба переключателя управляются одним органом), схема представляет собой обычный универсальный осциллограф и работает в нормальном режиме. После перевода переключателей *П* в положение *2*, соответствующее режиму запоминания и воспроизведения, получается схема цифрового запоминающего осциллографа. Его работа заключается в следующем.

Напряжение $u(t)$ исследуемого сигнала поступает через входной блок на информационный вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Из контроллера в момент t_i подается на управляющий вход АЦП сигнал начала преобразования, по которому напряжение $u(t_i)$ преобразуется в числовой эквивалент. По окончании преобразования контроллер получает от АЦП соответствующий сигнал. Образуемый на выходе АЦП числовой эквивалент передается в определенную ячейку запоминающего устройства. В последнем за время исследования накапливается совокупность чисел, которая может храниться сколь угодно долго, так как запоминающее устройство — энергонезависимое. При необходимости воспроизведения хранимой информации по команде контроллера из памяти выбираются в требуемой последовательности числа и подаются на цифровой вход цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), который преобразует числа в напряжения; их значения в каждый момент соответствуют числу, поступившему на вход ЦАП. Напряжения передаются через оконечный усилитель канала *Y* на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ. Осциллограмма представляет собой совокупность светящихся точек. Для получения непрерывного изображения кривой (такое изображение называют векторным) между выходом ЦАП и входом усилителя включают блок интерполяции (сглаживания).

Наиболее существенный недостаток осциллографов описанного вида — ограниченная полоса пропускания в режиме запоминания, обусловленная относительно невысоким быстродействием АЦП. Так, у большинства находящихся в эксплуатации цифровых запоминающих осциллографов полоса пропускания при исследовании непериодических сигналов составляет 1 или 10 МГц. В последнее время решена задача построения цифровых широкополосных осциллографов в результате повышения быстродействия АЦП, а также разработки новых методов дискретизации, интерполяции и отображения сигналов [18, 25].

Второй вариант структурной схемы цифрового запоминающего осциллографа представлен на рис. 3.23. Ее основное отличие от уже рассмотренной схемы (рис. 3.22) в том, что функции генератора развертывающего напряжения выполняет ЦАП, управляемый данными, поступающими на его цифровой вход из контроллера. На выходе ЦАП образуется ступенчато-изменяющееся напряжение. Чтобы оно мало отклонялось от линейно-изменяющегося напряжения, вырабатываемого аналоговым генератором развертки (интегратором), применяется 10-битовый ЦАП. Так как $2^{10}=1024$, то при подаче на цифровой вход ЦАП чисел, изменяющихся от 0 до 1023 с дискретностью 1, напряжение на его выходе растет, принимая 1023 значения. Следовательно, весь диапазон выходного напряжения разбивается на 1023 одинаковых ступеньки и горизонтальное перемещение луча практически пропорционально времени. Максимальная скорость развертки определяется быстродействием ЦАП и контроллера. Регулируется скорость понижением или повышением частоты изменения чисел на цифровом входе ЦАП.

Следует заметить, что система АЦП — запоминающее устройство — ЦАП канала *Y* позволяет регулировать в широких пределах задержку исследуемого сигнала в канале вертикального отклонения, что в сочетании с ЦАП канала *X*, служащего генератором развертывающего напряжения, гарантирует высококачественную синхронизацию.

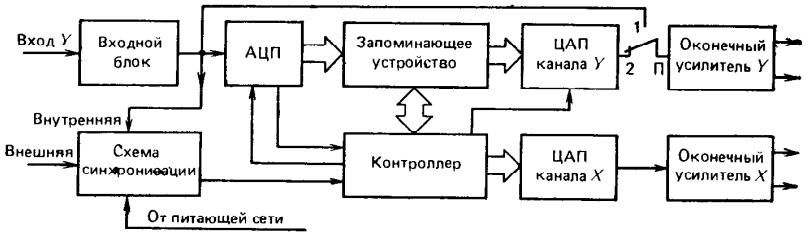


Рис. 3.23

3.10. ОСЦИЛЛОГРАФЫ, СОДЕРЖАЩИЕ МИКРОПРОЦЕССОР

Новые возможности электронных осциллографов. Прежде всего следует отметить, что управление осциллографом стало программным и это радикально упростило его эксплуатацию. Например, имеется осциллограф, у которого только одним переключателем устанавливаются необходимые значения коэффициента усиления канала вертикального отклонения (размер изображения по вертикали), длительности развертывающего напряжения и т. п. Функции управления группируются по логическому принципу, и выбор желаемой функции достигается нажатием соответствующей клавиши. Это коренным образом изменило лицевую панель осциллографа. Управление не только упростилось, но и стало более гибким. Его можно осуществить как по программе работы внутреннего микроконтроллера, так и с помощью контроллера системного интерфейса (см. § 12.4), к которому подключается прибор. Созданы возможности полной автоматизации управления работой электронно-лучевого осциллографа (включая функции регулировки режима работы ЭЛТ, которые выполняются перед началом и в ходе исследования), пересылки результатов измерения через интерфейс в печатающее устройство или устройство обработки.

Вторая возможность (точнее, совокупность возможностей) микропроцессорных осциллографов: упрощение измерительной процедуры, снижение трудоемкости измерений, повышение их точности, расширение перечня измеряемых параметров сигналов, выполнение математических операций. Характерным примером может служить измерение длительности фронта (или среза) прямоугольного импульса. В этом случае достаточно установить на изображении фронта две светящиеся метки — одну на нулевом уровне, а вторую на уровне амплитуды импульса, и нажать соответствующую клавишу. Результат измерения отображается на экране в виде десятичного числа с указанием единиц измерения. В осциллографах, содержащих микропроцессорную систему, понижаются требования к точности установки и стабильности коэффициентов передачи каналов. Возможные по этим причинам погрешности корректируются по хранимым в памяти точным значениям коэффициентов передачи каналов вертикального и горизонтального отклонения. Выполнение операции усреднения исследуемого сигнала за большое число периодов существенно ослабляет влияние помех, улучшает качество осциллограммы. Говоря об увеличении числа измеряемых параметров исследуемого сигнала, следует отметить, что в их перечень вошли такие параметры, как частота периодического сигнала, среднеквадратическое значение напряжения, площадь импульса, энергия и др., измерения которых выполняются нажатием одной клавиши и не требует вычислений.

Третья возможность заключается в повышении эффективности испытаний и настройки электронных схем в процессе их разработки. В память микропроцессорной системы заносятся расчетные данные, характеризующие идеальную схему, ее реакцию в целом или отдельных элементарных схем на типовые испытательные сигналы. После выполнения реальной схемы полученные при ее испытании данные сопоставляются с хранимыми в памяти. Результат сравнения несет информацию, которой руководствуются при настройке и доработке схемы. Многократные испытания и сопоставления позволяют оценить роль каждого узла и компонента разрабатываемой схемы и оптимизировать ее по выбранному критерию.

Еще одна существенная возможность — ускорение калибровки и регулировки осциллографа. Эта процедура, проводимая периодически согласно установленному регламенту в условиях эксплуатации, не требует проникновения во внутрь прибора (снятия кожуха): она выполняется с помощью органов управления, расположенных на лицевой панели. По заданной программе вычисляются значения калибровочных коэффициентов, которые записываются в неразрушаемую память. В ней хранятся также указания, как проводить калибровку. Они последовательно выводятся на экран и служат пошаговыми инструкциями для лица, осуществляющего калибровку. Хотя она и требует участия человека, но в гораздо меньшей степени, чем при выполнении этой процедуры с обычным осциллографом. По окончании предварительной калибровки значения установленных параметров фиксируются в запоминающем устройстве. В ходе измерений калибровка проводится автоматически после того, как пользователь прибора нажмет соответствующую клавишу.

Варианты построения микропроцессорных осциллографов разнообразны. В различных электронных осциллографах, содержащих микропроцессор, выполняемые им функции неодинаковы. На микропроцессор могут возлагаться только функции управления, причем в отдельных приборах — для решения сравнительной узкой задачи. Иногда его основное назначение — выполнение измерительных операций. В некоторых схемах разграничены собственно осциллографическая часть и микропроцессорная система, решающая ряд задач управления, измерения и обработки. Имеются приборы, у которых все регулировки рабочих режимов осуществляются программным путем, автоматизированы измерительные процедуры, включая калибровку, проводятся необходимые вычисления, обработка сигналов и результаты измерений. Естественно, что от объема и характера функций, выполняемых микропроцессорной системой, зависит общая структура осциллографа.

Аналоговый осциллограф с встроенным микропроцессором. Один из первых «интеллектуальных», т. е. программируемых, осциллографов представляет собой сочетание обычного универсального аналогового осциллографа и устройства цифровой обработки, построенного на основе микропроцессорной системы. Выполненный в виде единого блока этот прибор обладает многими из перечисленных новых свойств микропроцессорных осциллографов [18].

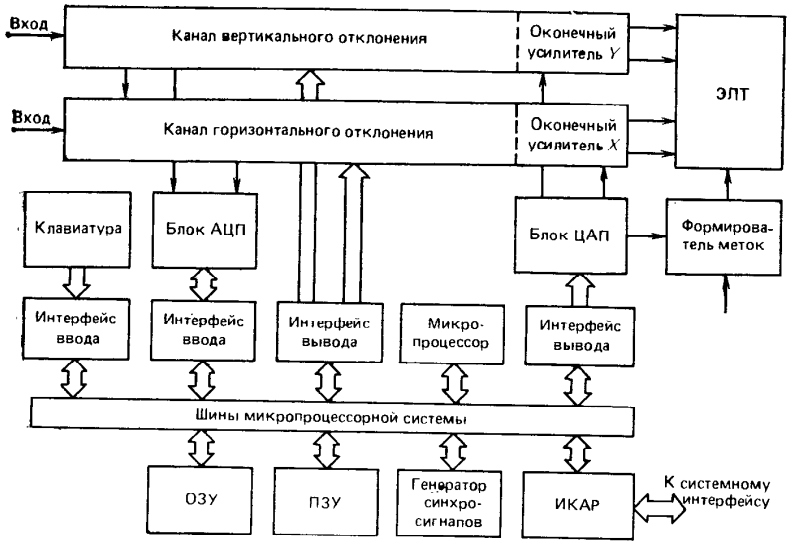


Рис. 3.24

На рис. 3.24 приведена упрощенная структурная схема осциллографа (реальный прибор — двухканальный), которую можно условно разделить на три части. Верхняя часть — собственно аналоговый осциллограф (канал управления яркостью Z, а также средства измерения и отображения параметров сигналов не показаны, чтобы не усложнять рисунок). Расположенные в средней части АЦП и ЦАП, а также модули запоминающих устройств в сочетании с контроллерной функцией микропроцессорной системы позволяют использовать рассматриваемый прибор как цифровой запоминающий осциллограф, подобный описанному ранее (рис. 3. 23). Нижняя часть — микропроцессорная система — служит для программного управления и цифровой обработки. С помощью интерфейсной карты (ИКАР) осциллограф подключают к системному интерфейсу (см. § 12.4).

При получении изображения исследуемого сигнала в реальном масштабе времени прибор работает как обычный универсальный осциллограф. Если у экспериментатора еще не появилась необходимость воспользоваться возможностями программного управления и цифровой обработки, создаваемыми микропроцессорной системой, то в его распоряжении привычный аналоговый осциллограф. В таком приборе можно менять стандартные блоки (усилители вертикального отклонения, генераторы развертки и т. п.), как и в некоторых обычных осциллографах, конструкции которых рассчитаны на подобные замены или подключение новых блоков. Тенденция

разделения прибора на аналоговую и цифровую части проявляются и в расположении органов управления: традиционные органы управления, характерные для обычного осциллографа, занимают «свою территорию» — отделены от клавишей, с помощью которых осуществляются возможности, заложенные в цифровой части.

Микропроцессорная система придает осциллографу новые свойства. Она содержит все основные модули, характерные для таких систем. Основным связующим звеном между ею и аналоговой частью осциллографа служит АЦП. Рассмотрим особенности аналого-цифрового преобразования осциллографируемых сигналов.

Описанный микропроцессорный осциллограф [18] — широкополосный прибор: полоса пропускания канала вертикального отклонения 400 МГц (минимальный коэффициент развертки 0,5 нс/дел). Необходимость запоминания высокочастотных сигналов при сохранении высокой разрешающей способности отображения исследуемого сигнала определяет специфику аналого-цифрового преобразования: дискретизацию аналогового сигнала с малыми интервалами (высокой частотой) и квантование по большому числу уровней. В рассматриваемом осциллографе обе операции выполняются с относительной погрешностью, не превышающей 2^{-10}, т. е. наибольшая разрешающая способность и по горизонтальной и по вертикальной оси экрана составляет 1/1024 (0,1%). Для достижения столь высоких характеристик требуются 10 двоичных разрядов (бит) квантования и дискретизация с частотой не ниже 1 ГГц (при полосе 400 МГц). Современные АЦП не обладают таким быстродействием. Поэтому применительно к сигналам, отображенным на экране осциллографа, разработан метод стохастической (нерегулярной) дискретизации, который позволил реализовать аналого-цифровое преобразование на основе 10-битового АЦП (также поразрядного уравновешивания), характеризуемого временем преобразования 1 мкс.

Поясним сущность этого метода, для чего воспользуемся рис. 3.25.

Экран ЭЛТ представляется в виде совокупности $n \times m$ элементарных ячеек: $n = 1024$ — число ячеек по вертикали, $m = n$ (или $n/2$, $n/4$, $n/8$) — число ячеек по горизонтали. Порядковый номер i ячейки, отсчитываемый по горизонтальной оси, указывает адрес определенной ординаты кривой отображаемого сигнала, а порядковый номер k той же ячейки по вертикали соответствует числовому значению i-й ординаты. Число i получается в результате аналого-цифрового преобразования развертывающего напряжения, поступающего из канала горизонтального отклонения в АЦП канала X. Образующееся на выходе этого АЦП число, соответствующее значению резвертывающего напряжения в момент выборки, поступает в шину адреса и используется для формирования адреса ячейки памяти энергонезависимого запоминающего устройства. Число k представляет результат аналого-цифрового преобразования осциллографируемого сигнала, подводимого из канала вертикального отклонения к АЦП канала Y. Полученное чи-

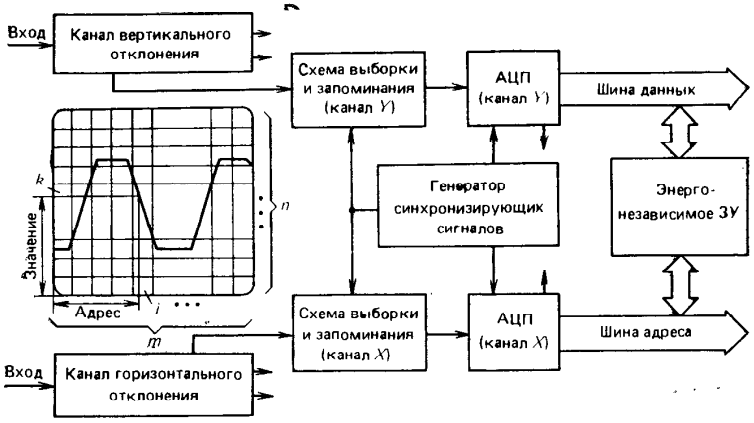


Рис. 3.25

сло передается через шину данных в ячейку памяти указанного адреса, в которой и хранится.

Моменты выборок (дискретизации) сигналов, поступающих из каналов горизонтального и вертикального отклонения на соответствующие схемы выборки и запоминания, задаются импульсами, вырабатываемыми генератором синхронизирующих сигналов. Импульсы выборок имеют очень малую длительность (они подобны импульсам, применяемым для дискретизации сигналов в стробоскопических осциллографах). Поэтому напряжение выборки запоминается конденсатором, содержащимся в схеме выборки и запоминания, на время, достаточное для преобразования с помощью АЦП (в данном случае за 1 мкс). Интервалы следования импульсов-выборок изменяются случайным образом и выборки оказываются нерегулярными по отношению к преобразуемому аналоговому сигналу. Они осуществляются в разных точках периодически повторяющегося сигнала. После заполнения каждой ячейки ЗУ, находящейся по указанному выходным числом АЦП канала X адресу, выдается сигнал (флаг), индицирующий заполнение. Результаты последующих выборок фиксируются в других ячейках памяти. Процедура взятия выборок продолжается до заполнения по крайней мере 99% общего объема ячеек, отведенного в ЗУ для цифрового представления осциллографируемого сигнала. В результате в памяти оказываются записанными значения сигнала, которые необходимы для последующего его отображения на экране осциллографа.

Заметим, что осциллограф, описанный в [18], содержит только один АЦП, подключаемый попеременно к обеим схемам выборки и запоминания с помощью мультиплексора. Это, естественно, увеличивает продолжительность преобразования.

Как видно из рис. 3.24, микропроцессорная система имеет обычную структуру, однако специфика ее работы в осциллографе определяет требования к входящим в нее модулям и алгоритмам функционирования. Сказанное прежде всего относится к микропроцессору.

Использование 10-разрядного АЦП и требования к скорости обработки и вычислительным возможностям микропроцессорной системы предопределили ориентацию на 16-разрядный микропроцессор. Хотя принципиально и возможно сочетание 10-разрядного АЦП и 8-разрядного микропроцессора, но в данном случае оно неприемлемо. Это объясняется тем, что при такой комбинации числовой эквивалент, формируемый АЦП, т. е. слово данных, приходится разбивать на два байта, последовательно запоминаемых и обрабатываемых, что требует значительного увеличения продолжительности всей процедуры аналого-цифрового преобразования, вычислений и отображения. Кроме того, ограничиваются возможности адресации при запоминании многочисленных значений сигналов и программ, да и точность вычислений оказывается недостаточно высокой.

Примененный в осциллографе микропроцессор допускает шестнадцать вектор-прерываний, что важно в специфических условиях работы осциллографа, особенно при подключении к системному интерфейсу. Еще одна существенная особенность микропроцессора заключается в том, что он содержит шестнадцать регистров общего назначения. Это упрощает и ускоряет обработку данных. Следует также отметить, что наличие в составе шины управления линий запросов и разрешений, которые можно использовать для очистки шин данных и адреса, создавая прямой доступ к памяти, позволяет ускорить запись и считывание текущих данных обрабатываемого сигнала, сократить продолжительность аналого-цифрового преобразования и процедуры отображения.

Постоянное запоминающее устройство (ПЗУ), служащее для хранения программы управления, имеет емкость 32 Кбайт. Предусмотрена возможность применения программируемого ПЗУ. Основное ОЗУ рассчитано на 4К двухбайтовых слов. При необходимости емкость ОЗУ может быть удвоена.

Система (клавиатура) управления цифровой частью прибора разделена на две подсистемы. Первая представляет собой совокупность клавиш, помещенных непосредственно на передней панели осциллографа и предназначенных для выполнения лишь тех функций, которые относительно близки к традиционным: измерения максимального и минимального значений напряжения исследуемого сигнала, его размаха, среднеквадратического значения, длительностей фронта и среза прямоугольного импульса и т. п. Сюда же относятся клавиши для управления дискретизацией сигнала. Пользователь осциллографа имеет возможность уменьшать число выборок (вместо 1024 устанавливать 512, 256 или 128 выборок). Это позволяет увеличить число запоминаемых сигналов ценой ухудшения разрешающей способности.

Вторая подсистема — это выносная клавиатура, расширяющая функциональные возможности прибора и позволяющая управлять им на расстоянии. Для облегчения эксплуатации осциллографа выносная клавиатура ориентирована на язык символьных клавиш — язык программирования, применяемый в настольных калькуляторах. Особенность этого языка заключается в том, что конкретная функция задается нажатием (одним пальцем) клавиши, имеющей соответствующее мнемоническое обозначение. Каждая операция (определяемая только оператором и операндом) выполняется независимо от остальных и результат получается немедленно. Его можно отобразить совместно с названием операции на экране ЭЛТ.

Одна группа клавиш служит для выбора режима осциллографирования: в реальном масштабе времени или с запоминанием, а также сочетания того и другого. Другая группа клавиш, определяющих характер изображения на экране (точечное или непрерывное), а также позволяющих получить осциллограммы в системе координат сигнал — время или сигнал — сигнал и стирать изображение (полностью или частично), помогает управлять отображением в режиме запоминания. Предусмотрены клавиши, с помощью которых можно изменять масштабы по вертикальной и горизонтальной осям, а также перемещать осциллограмму по экрану. Имеются клавиши для ввода констант, выбора номера хранимого сигнала, изменяя числа и положения меток, используемых при измерениях. Группа клавиш служит для выполнения математических операций с числами — арифметических, вычисления логарифмов, экспоненциальных функций. Специальные клавиши дают возможность выполнять такие функциональные преобразования сигналов, как дифференцирование, интегрирование, усреднение, и осуществлять линейную интерполяцию для восстановления формы сигнала по отдельным точкам (эти точки соединяются отрезками прямых). Еще одна группа клавиш предназначена для задания программного режима работы. Предусмотрена возможность прерывания программы по требованию пользователя прибора.

Кроме аналоговых микропроцессорных осциллографов, имеются полностью программируемые цифровые осциллографы (см. § 12.7).

3.11. ОСЦИЛЛОГРАФЫ С НЕТРАДИЦИОННЫМИ УСТРОЙСТВАМИ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Недостатки электронно-лучевых трубок. В подавляющем большинстве электронных осциллографов, находящихся в эксплуатации и выпускаемых промышленностью, устройствами отображения информации служат ЭЛТ. Их достоинства хорошо известны. Однако по мере развития ряда областей техники и прежде всего вычислительной техники, с одной стороны, усложнились требования к осциллографам, подчеркивающие недостатки ЭЛТ, а с другой стороны, стала реальной осуществимость цифровых осциллографов с новыми видами устройств отображения информации.

К основным недостаткам ЭЛТ относятся большая длина трубки[1] (требующая большой глубины устройства, в котором применяется ЭЛТ), высокие питающие напряжения, сравнительно малая долговечность, невысокая механическая прочность, сравнительно малые размеры экрана [40]. При построении цифровых осциллографов остро ощущается отсутствие возможности непосредственного согласования ЭЛТ с устройствами цифровой вычислительной техники [104]. Не следует забывать и того, что ЭЛТ — вакуумный прибор.

За последние годы интенсивно разрабатывались (и разрабатываются в настоящее время) устройства отображения информации с плоскими экранами, лишенные недостатков ЭЛТ (или хотя бы некоторых из них). К таким устройствам относят газоразрядные индикаторные панели, жидкокристаллические дисплеи, электролюминесцентные индикаторы, твердотельные панели: сегнетоэлектрические и на светоизлучающих диодах. Кратко осветим осциллографы с первыми двумя видами отображающих устройств.

Газоразрядные индикаторы панели. Используемые вместо ЭЛТ газоразрядные индикаторные панели делят на три вида: постоянного и переменного тока, а также комбинированные. Все газоразрядные панели имеют матричную структуру.

Индикаторные панели постоянного тока в зависимости от заложенного в их конструкции принципа управления разделяют на панели с внешней коммутацией и самосканированием (внутренней коммутацией). Кратко осветим устройство и работу первой из них [104].

Основой конструкции индикаторной панели постоянного тока с внешней коммутацией служат две стеклянные пластины — лицевая и тыльная, между которыми помещена диэлектрическая матрица. Она представляет собой пластину из диэлектрика с системой отверстий, выполненной в виде строк и столбцов. На внутренних поверхностях обеих стеклянных пластин нанесены электроды в виде параллельных линий. Электроды лицевой пластины, через которую излучается свет, прозрачны и расположены горизонтально. Их называют *анодами*. На тыльной пластине параллельные линии электродов, называемых *катодами*, направлены вертикально. Иначе говоря, получается система взаимно перпендикулярных электродов. Отверстия в диэлектрической пластине находятся в точках, в которых как бы пересекаются аноды и катоды. Пространство между стеклянными пластинами наполнено смесью инертных газов, и панель герметизирована по периметру (стеклоцементом). Таким образом отверстия в диэлектрической пласти-

[1] Этот недостаток обусловлен тем, что в обычной ЭЛТ один и тот же электронный пучок выполняет две функции: определяет местоположение (адрес) точки по горизонтальной оси и возбуждает люминофор экрана. Разделение указанных двух функций позволило создать конструкцию ЭЛТ, длина (толщина) которой составляет всего несколько сантиметров.

не, заполненные газом, представляют собой газоразрядные ячейки. Состоящая из этих ячеек газоразрядная матрица содержит m строк, где m определяет число анодов, и n столбцов, где n — число катодов (см. рис. 3.27). Общее число ячеек матрицы $m \times n$ характеризует информационную емкость C панели. Например, газоразрядная панель ГИП-10 000, у которой $m=n=100$, имеет информационную емкость $C=10\,000$ элементов.

Чтобы светилась ячейка номер j, l, расположенная на пересечении j-го катода и l-го анода, необходимо ее возбудить — вызвать газовый разряд именно в этой ячейке (при невозбужденных остальных ячейках). Для этого между l-м анодом и j-м катодом должна быть создана разность потенциалов (около 250 В), значение которой превосходит значение потенциала зажигания. Для прекращения свечения данной ячейки разность потенциалов между l-м анодом и j-м катодом должна быть понижена до значения, меньшего потенциала гашения.

Таким образом, необходима специальная схема управления, осуществляющая горизонтальную развертку (выбор катода, номер j) и «отклонение» по вертикали (выбор анода, номер l которого соответствует значению исследуемого напряжения). Подобные схемы довольно сложны, содержат большое число компонентов: матрица размеров $m \times n$ требует применения $m+n$ формирователей напряжения и такого же числа соединений.

Основными характеристиками газоразрядной индикаторной панели, как и других устройств отображения информации с плоскими экранами, служат яркость, контрастность изображения, цвет излучения, информационная емкость, разрешающая способность экрана, информационная производительность.

Разрешающая способность определяется числом элементов, приходящихся на один миллиметр экрана. Ее предельное значение, определяемое свойствами глаза человека, составляет 8 ... 10 элементов на миллиметр. Вполне приемлема разрешающая способность 5 ... 6 элементов на миллиметр, это эквивалентно (в смысле непрерывности и плавности линий осциллограммы) возможностям ЭЛТ с толщиной луча 0,2 ... 0,3 мм.

Под информационной производительностью понимают поток информации, передаваемый устройством отображения пользователю осциллографа. Она определяется главным образом скоростью записи и стирания информации на панели. Характеризует возможности изменения размера осциллограммы и смещения ее, а также вспомогательных сигналов и буквенно-цифровых элементов, отображающих результаты измерения.

Основные недостатки панелей постоянного тока с внешней коммутацией — значительное время запаздывания зажигания ячеек, мерцание при частоте ниже 50 Гц и необходимость применения относительно сложного внешнего развертывающего устройства.

У газоразрядной индикаторной панели постоянного тока с самосканированием время запаздывания зажигания существенно меньше, что обусловлено конструкцией и принципом действия панели. Она содержит две взаимосвязанные системы: сканирующую и индикаторную. Первая система осуществляет внутренний перенос разряда и подготовку к нему индикаторных ячеек, что снижает требования к напряжению зажигания, а также исключает мерцание и делает яркость свечения ячеек более однородной. Кроме того, наличие внутреннего сканирования позволило упростить внешнюю схему управления. Однако сложность конструкции панели с самосканированием ограничивает ее применение в осциллографе.

Отличительными особенностями газоразрядной *индикаторной панели переменного тока,* обладающей внутренней памятью, являются возможность сохранения яркости изображения при значительном увеличении размеров экрана, отсутствие мерцаний при частоте ниже 50 Гц, высокая разрешающая способность. Однако схема формирования управляющих напряжений довольно сложна.

Более подробные сведения о газоразрядных индикаторных панелях постоянного тока и переменного тока читатель найдет в [40, 104], а сведения о газоразрядной индикаторной панели, в которой используются комбинированные ячейки постоянного/переменного тока (что позволяет существенно уменьшить число формирователей напряжения), содержатся в [16].

Цифровой осциллограф с матричным газоразрядным индикатором. Структурная схема прибора (рис. 3.26) во многом сходна со структурной схемой цифрового запоминающего осциллографа, о котором шла речь в § 3.9 (рис. 3.23). Основная особенность рассматриваемого прибора состоит в том, что функцию устройства отображения информации вместо ЭЛТ выполняет матричная газоразрядная панель. В сочетании с электронными схемами, служащими для управления работой панели, а также согласования ее входов с выходами интегральных схем запоминающего устройства (ЗУ) и контроллера, образуется конструктивно единый блок —

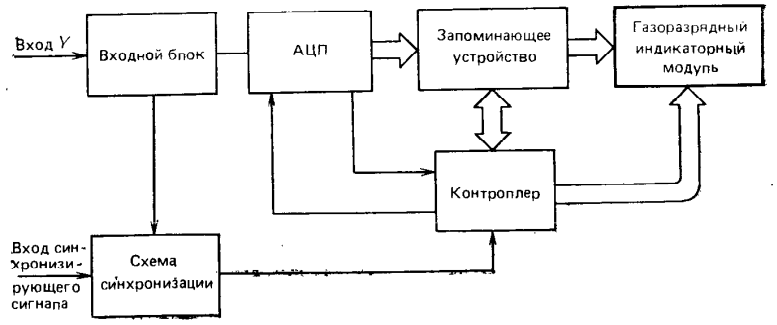


Рис. 3.26

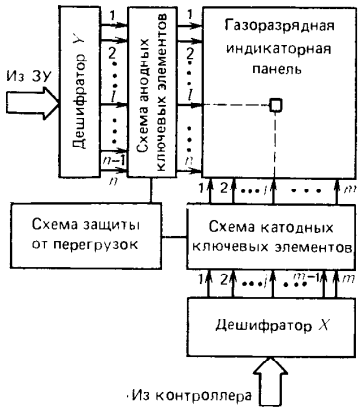


Рис. 3.27

индикаторный модуль. Его называют индикатором матричным газоразрядным и обозначают ИМГ[1].

Приведенная на рис. 3.27 структурная схема индикаторного модуля содержит газоразрядную индикаторную панель, катодный и анодный коммутаторы, схему защиты от перегрузок. Каждый коммутатор состоит из дешифратора и схемы ключевых элементов. Это позволяет управлять высоковольтными электродами газоразрядной индикаторной панели с помощью низковольтных сигналов, снимаемых с выходов запоминающего устройства и контроллера.

Рассмотрим работу системы управления, причем для большей наглядности будем опираться на характеристики модуля ИМГ-1. В исходном положении напряжение на всех катодах 150 В, а во всех анодах 90 В. Ячейка (j, l) газоразрядной индикаторной панели возбуждается тогда, когда отпирается j-й катодный ключевой элемент и запирается l-й анодный ключевой элемент. Это приводит к понижению напряжения на j-м катоде от 150 В до 0 и повышению напряжения на l-м аноде от 90 до 250 В.

Катодный коммутатор служит для развертки изображения на газоразрядной индикаторной панели. Дешифратор X имеет k входов и m выходов ($k=8$ и $m=100$). Поступающее на его входы из контроллера число указывает номер катода, проходящего через ячейку (j, l), которая должна возбудиться. Напряжение, появляющееся на j-м выходе дешифратора X, отпирает соответствующий катодный ключевой элемент, вследствие чего напряжение на j-м катоде падает до нуля.

Анодный коммутатор предназначен для выбора определенной ячейки по вертикали. Дешифратор Y имеет p входов и n выходов (у индикаторного модуля ИМГ-1 соответственно $p=8$ и $n=100$). Числу, подаваемому из ЗУ на входы дешифратора, соответствует номер анода (l), проходящего через ячейку (j, l), которая должна возбудиться. Возникающее на l-м выходе дешифратора Y напряжение запирает «свой» анодный ключевой элемент, и напряжение на l-м аноде повышается от 90 до 250 В. Таким образом, разность потенциалов между l-м анодом и j-м катодом газоразрядной панели становится 250 В. Ячейка (j, l) возбуждается.

[1] В качестве примера можно привести матричный индикатор ИМГ-1, примененный в цифровом осциллографе С9-5 и характеризуемый такими данными: информационная емкость 10 000 элементов (ячейки имеют форму квадрата со стороной 0,6 мм и расположены с шагом 1 мм), цвет свечения оранжево-красный, яркость свечения 50 кд/м², напряжение питания 250 В. Осциллограф С9-5 имеет следующие основные характеристики: максимальная частота дискретизации 5 МГц, 8 разрядов АЦП, минимальный шаг квантования 1 мВ, емкость ЗУ 1000 байт.

При получении изображения формы исследуемого сигнала горизонтальная развертка осуществляется поочередно коммутацией катодных ключевых элементов пропорционально времени в результате последовательного изменения чисел (от 0 до 99), поступающих из контроллера по шине на входы дешифратора X. Подобная развертка циклически повторяется. Синхронно с ней производится коммутация анодных ключевых элементов, определяющих вертикальное отклонение, для чего на входы дешифратора Y подаются из ЗУ соответствующие числовые эквиваленты значений исследуемого сигнала.

Чтобы ячейки газоразрядной индикаторной панели стабильно возбуждались, необходима их начальная ионизация. Ее используют для получения масштабной сетки экрана, называемой «электронной шкалой». С этой целью понижают яркость свечения ячеек, образующих вертикальные и горизонтальные линии, номера которых кратны десяти.

Цифровой осциллограф с жидкокристаллическим дисплеем. Известно, что индикаторы на жидких кристаллах нашли широкое применение в средствах измерения. Появились и осциллографы, у которых вместо ЭЛТ используется плоский жидкокристаллический (ЖК) дисплей матричного типа. Такой дисплей компактен и обладает высокой механической прочностью. Для него характерны очень малая потребляемая мощность и низкое рабочее напряжение, а также четкость изображения при ярком солнечном свете. Осциллограмма отображается в виде темно-синей кривой на светлом фоне.

Представление о возможностях осциллографа с ЖК дисплеем дают характеристики одного из выпускаемых приборов — портативного двухлучевого цифрового запоминающего осциллографа. Он воспроизводит однозначные функции времени, экран дисплея, содержащего матрицу форматом 128×256 (32 768 точечных элементов), имеет ширину 10 см, высоту 6 см и толщину 3 мм, число разрядов АЦП 7, частота дискретизации 1,25 МГц, потребляемая мощность 2 Вт (питание от аккумуляторных батарей, подзаряжаемых от источника напряжением 12 В), масса прибора 2,5 кг. Основными недостатками прибора являются воспроизведение только сигналов, предоставляющих однозначные функции, работа только в цифровом режиме, существенно ограниченный частотный диапазон, меньшая разрешающая способность, чем у осциллографа, выполненного на ЭЛТ.

Продолжающиеся разработки позволяют рассчитывать, что в ближайшие годы появятся осциллографы с ЖК дисплеем, имеющие более высокие характеристики.

3.12. РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ВЫБОРУ ОСЦИЛЛОГРАФА

Согласно рекомендациям, изложенным в § 1.6, правильно выбрать осциллограф — это значит применить такой прибор, основные характеристики которого соответствуют требованиям решаемой задачи, свойствам и параметрам исследуемого сигнала или цепи. На практике прибор выбирают так, чтобы он должным образом соответствовал принятой модели.

От условий решаемой задачи и характера исследуемого сигнала зависит вид требуемого осциллографа. При простом наблюдении формы непрерывного сигнала или импульсного сигнала с высокой частотой повторения и измерении их основных параметров — длительности и амплитуды — применяют обычные универсальные осциллографы. Если же требуется более подробно исследовать сигнал, измерить многие его параметры, обработать результаты наблюдений, сопоставить результаты измерений с заданными значениями, то незаменим осциллограф со встроенным микропроцессором. Такой же прибор выбирают и в том случае, когда осциллограф должен работать в составе автоматической измерительной системы.

Для исследования одиночных сигналов используют запоминающие осциллографы, причем решение о выборе аналогового или цифрового прибора вытекает из поставленной задачи. Если объектом исследования служат импульсы очень малой длительности или периодические сигналы очень высокой частоты, то не обойтись без стробоскопического осциллографа.

Конкретные условия задачи, решаемой при осциллографировании сигнала, предопределяют необходимую точность прибора. Когда с помощью осциллографа исследуют форму напряжения сигнала, то критерий точности прежде всего заключается в том, чтобы искажения изображения сигнала не превосходили допускаемых. Иначе говоря требуется получить осциллограмму, в должной мере соответствующую форме напряжения исследуемого сигнала. Залог осуществления этого требования — в рациональном выборе осциллографа. Необходимо также выполнять ряд других условий, от которых зависит возможность наблюдения неискаженных осциллограмм: правильное подключение осциллографа к объекту исследования, выбор режимов работы прибора, применение требуемого вида синхронизации развертывающего напряжения с исследуемым сигналом, получение оптимального размера изображения и др.

Выбирая осциллограф, следует четко и ясно представлять особенности объекта исследования, знать характеристики прибора и понимать роль каждой из них в предстоящем исследовании. Приведем основные соображения, которыми руководствуются при выборе характеристик осциллографа.

Характеристики канала вертикального отклонения. Качество осциллограммы определяют прежде всего чувствительность, полоса пропускания, входное сопротивление и входная емкость канала. Приведем основные соображения, которыми руководствуются при выборе этих характеристик.

Чувствительность определяется амплитудой исследуемого напряжения. Выбирают осциллограф с такой максимальной чувствительностью (минимальным коэффициентом отклонения), которая гарантирует отклонение луча по вертикали на весь экран при минимальной амплитуде исследуемого напряжения. Чувствительность можно уменьшить, изменяя усиление усилителя и коэффициент передачи аттенюатора.

При выборе чувствительности нужно исходить из того, что размер изображения по вертикали должен быть удобен для наблюдения. Пусть, например, исследуется гармоническое напряжение частотой 1 кГц и амплитудой 6 мВ (размах 12 мВ) и в распоряжении имеются два осциллографа. Максимальная чувствительность канала вертикального отклонения первого прибора $\varepsilon_{m1}=0{,}6$ мм/мВ. Следовательно, изображение получается размером 7,2 мм. У второго прибора $\varepsilon_{m2}=10$ мм/мВ. Выбрав этот осциллограф, мы получим размер изображения 120 мм. В то время как изображение, получаемое на экране первого прибора, мало пригодно для исследования, на экране второго осциллографа можно получить вполне удобный для наблюдения размер изображения, даже не используя полностью возможности усилителя вертикального отклонения.

Исследуя сигнал большой амплитуды, нужно знать максимально допустимое значение напряжения сигнала, подаваемого на вход *У* осциллографа, и чувствительность ЭЛТ к вертикальному отклонению. Иногда приходится применять осциллограф с выносным делителем напряжения или пользоваться отдельным внешним делителем.

Полоса пропускания $\Delta F=F_{в}-F_{н}$ канала определяется верхней граничной частотой $F_{в}$, поскольку нижняя граничная частота $F_{н}$ полосы пропускания либо близка к нулю (открытый вход), либо составляет единицы герц. При исследовании напряжения периодического сигнала выбор полосы пропускания канала вертикального отклонения зависит от частоты исследуемого сигнала $f_{и}$: должно выполняться условие $\Delta F>f_{и}$.

Особенно важен правильный выбор полосы пропускания при исследовании импульсных сигналов. Согласно [133] погрешность передачи фронта прямоугольного импульса через канал вертикального отклонения не превышает 2%, если время нарастания $t_{н}$ переходной характеристики канала в 5 раз меньше длительности фронта[1] $\tau_{ф}$, т. е.

$$t_{н}\leqslant\tau_{ф}/5. \qquad (3.15)$$

Сопоставляя (3.7) и (3.15), получаем формулу, которой руководствуются при выборе ширины полосы пропускания канала вер-

[1] Для импульсов треугольной формы необходимо, чтобы $t_{н}\leqslant\tau_{ф}/10$, а при наблюдении синусоидальных и синус-квадратных импульсов достаточно, если $t_{в}$ меньше $\tau_{ф}$ в 3 раза [74].

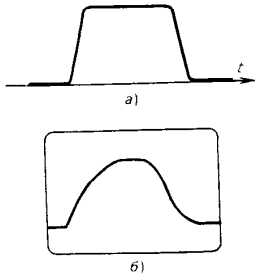


Рис. 3.28

тикального отклонения в случае исследования прямоугольного импульса с длительностью фронта $\tau_ф$:

$$\Delta F \geqslant 1{,}75/\tau_ф, \qquad (3.16)$$

где ΔF выражена в мегагерцах, если $\tau_ф$ задана в микросекундах. Например, предположим, что $\tau_ф = 10$ нс $= 0{,}01$ мкс. Тогда требуемая минимальная полоса пропускания $\Delta F = (1{,}75/0{,}01) = 175$ МГц (время нарастания переходной характеристики должно быть меньше 2 нс).

Если сформулированное требование не выполняется — применен осциллограф, у которого полоса пропускания канала вертикального отклонения существенно у́же, чем требуется согласно (3.16), то осциллограмма представляет собой заметно искаженное изображение исследуемого импульса. Оно проявляется в сильном уменьшении крутизны фронта и среза импульса (рис. 3.28).

Следует заметить, что полоса пропускания вертикально отклоняющих пластин всегда шире полосы пропускания канала, поэтому для уменьшения искажений сигнал целесообразно подавать непосредственно на вертикально отклоняющие пластины, если в осциллографе предусмотрена такая возможность и амплитуда сигнала достаточно велика.

Значение $F_н$ нижней граничной частоты полосы пропускания определяет степень спада вершины импульса: $F_н \leqslant \delta/2\pi\tau_и$, где $\tau_и$ — длительность исследуемого прямоугольного импульса, а $\delta = \Lambda U_m/U_m$ — допускаемый относительный спад вершины импульса.

Входное активное сопротивление $R_{вх}$ и *входная емкость* $C_{вх}$ должны соответствовать значениям параметров исследуемой схемы и характеристикам сигнала. Если $R_и$ — сопротивление участка цепи, параллельно которому присоединен вход Y осциллографа, то должно выполняться условие $R_{вх} \gg R_и$. При подключении входа Y осциллографа параллельно конденсатору емкостью $C_и$ (например, входящему в колебательный контур) необходимо следи́ть за соблюдением соотношения $C_{вх} \ll C_и$.

Характеристики канала горизонтального отклонения и синхронизация развертывающего напряжения. Прежде всего выбирают вид развертки. Исследуя периодические сигналы, естественно, применяют линейную периодическую развертку. Для однократных импульсных сигналов и импульсных периодических последовательностей, характеризуемых большой скважностью, или кодовых групп импульсов требуется ждущая развертка. Интересуясь характеристиками генератора развертывающего напряжения, необходимо проследить за тем, чтобы значения коэффициента развертки соответствовали длительностям осциллографируемых сигналов. Имеется в виду, что пределы значений коэффициента развертки выб-

раннного осциллографа должны гарантировать возможность получения такого размера осциллограммы, при котором достигается требуемая точность отображения сигнала и измерения его временных параметров.

При некоторых измерениях горизонтальную развертку осуществляют от внешнего источника напряжения. В подобных случаях, выбирая осциллограф, следует проверить соответствие чувствительности, полосы пропускания и входных параметров канала горизонтального отклонения характеристикам напряжения развертки.

Очень важны вопросы синхронизации развертывающего напряжения. При наблюдении периодических сигналов наиболее целесообразна внутренняя синхронизация, т. е. синхронизация исследуемым сигналом. Но при этом не следует забывать о цели исследования. Так, при осциллографировании АМ сигнала (модуляция низкочастотным синусоидальным напряжением) задача сводится к получению устойчивого изображения огибающей. В этом случае прибегают к внешней синхронизации модулирующим напряжением. Синхронизация «от сети» удобна при осциллографировании напряжений, частоты которых равны или кратны частоте напряжения питающей сети, например выходного напряжения трансформатора, питаемого от сети, пульсаций на выходе выпрямителя и т. п. Синхронизировать ждущую развертку можно исследуемым и внешним импульсами в зависимости от условий наблюдения. Если используется линия задержки канала вертикального отклонения осциллографа, то генератор развертки синхронизируют исследуемым сигналом.

В большинстве же случаев необходима внешняя синхронизация, т. е. такая синхронизация импульсом внешнего по отношению к осциллографу источника, которая гарантирует запуск генератора развертки с опережением относительно момента появления фронта исследуемого сигнала на вертикально отклоняющих пластинах (см. рис. 3.12).

Остановившись на определенном виде синхронизации, вытекающем из условий исследования, нужно обратить внимание на требуемые значения синхронизирующих напряжений при данном виде синхронизации и используемом виде развертки. Если применяется ждущая развертка, то следует учесть требования к длительности и амплитуде импульса, запускающего генератор ждущей развертки. Не должна оставаться вне поля зрения и полярность синхронизирующего сигнала: от правильного выбора ее зависят возможность наблюдения интересующего экспериментатора участка исследуемого сигнала и точность измерения длительности импульса.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ИНТЕРВАЛОВ ВРЕМЕНИ, ЧАСТОТЫ И ФАЗОВЫХ СДВИГОВ

4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Интервалы времени. Решение многих научных и технических проблем связано с измерением интервалов времени, разделяющих два характерных момента какого-либо процесса.

Измерения интервалов времени необходимы при разработке и испытании всевозможных схем задержки и синхронизации, при исследовании цифровых систем, многоканальных систем с временным разделением каналов, применяемых в технике связи и радиотелеметрии, устройств телеуправления и автоматической коммутации, аппаратуры, используемой в ядерной физике, вычислительной технике и т. д. Подобные измерения особенно важны в приборостроении, поскольку во многих случаях используемые в ней преобразования аналоговых величин в цифровой код осуществляются в результате промежуточного преобразования измеряемой физической величины в интервал времени.

Будем полагать, что измеряемый интервал времени Δt_x задан двумя импульсами (рис. 4.1,*а*). Условно назовем первый импульс *опорным* (О), а второй *интервальным* (И). При определении длительности τ_x прямоугольного импульса опорный импульс соответствует фронту исследуемого сигнала, а интервальный — срезу (рис. 4.1,*б* и *в*); при определении периода сигнала опорный и интервальный импульсы отмечают соседние моменты перехода напряжения через нулевой уровень с производной одинакового знака.

Методы измерения интервалов времени разнообразны. К числу наиболее известных относятся методы дискретного счета (преобразования интервала времени в цифровой код), временных разверток, нулевой и совпадения.

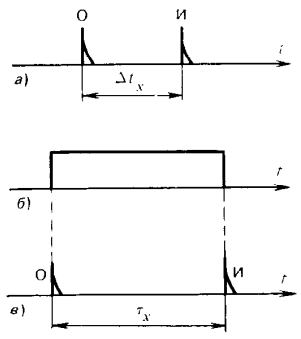


Рис. 4.1

Частота. В частотоизмерительной технике основополагающей характеристикой периодического сигнала является период. Поэтому начать следует с его определения.

Периодом T периодического сигнала называют наименьший интервал времени, через который регулярно, последовательно повторяется произвольно выбранное мгновенное значение $u(t)$ периодического сигнала. С математической точки зрения это интерпретируется так: период T — наименьший интервал времени, удовлетворяющий уравнению $u(t+jT)=u(t)$, где $j=1; 2; 3$ и т. д.

Частота f периодического сигнала — физическая величина, значение которой обратно значению периода этого сигнала, т. е. $f=1/T$.

Отношение числа n периодов периодического сигнала к интервалу времени Δt, за который сосчитано это число, дает среднее (за интервал Δt) значение частоты, называемое обычно *средней частотой* периодического сигнала. На практике чаще всего находят среднюю частоту, хотя экспериментаторы обычно принимают такой результат ее измерения за значение частоты периодического сигнала.

Приборы для измерения частоты называют *частотомерами*.

Угловая частота[1] — измерение фазы гармонического сигнала в единицу времени.

Измерение частоты осуществляется путем сравнения ее с частотой частотно-задающего процесса, принятой за единицу (частотно-задающий процесс может быть эталонным, образцовым или рабочим в зависимости от меры, его воспроизводящей). Этот вид измерений составляет одну из важных задач измерительной техники. В электронике, радиотехнике, автоматике и других близких к ним областях науки и техники используются сигналы самых разнообразных частот — от долей герца до тысяч гигагерц.

Методы измерения частоты многообразны. В современной измерительной технике доминирующее положение занимает метод *дискретного счета*, на основе которого строят цифровые (электронно-счетные) частотомеры. Этот метод обладает многими достоинствами: очень широкий диапазон частот, которые можно измерить одним прибором (например, от 10 Гц до 32 ГГц); высокая точность измерений; получение отсчета в цифровой форме; возможность выдачи результатов измерений для печати или запоминания их; возможность обработки результатов наблюдений с помощью ЭВМ или микропроцессорной системы; упрощение проектирования цифровых измерителей, допускающих присоединение к интерфейсной шине — включение в состав измерительно-вычислительного комплекса; возможность построения многофункциональных и многорежимных программируемых приборов с встроенным микропроцессором.

Применяют также метод измерения, основанный на сравнении измеряемой частоты с частотой другого источника (как правило, образцового) с помощью осциллографа, гетеродинный и резонансный методы.

Цифровые (электронно-счетные) частотомеры, как правило, представляют собой многофункциональные приборы: помимо частоты, они измеряют период периодического сигнала, длительность импульса, интервалы времени, заданные двумя короткими импульсами, отношение частот двух сигналов, разность частот и т. д.

[1] Более общим является определение угловой частоты как скорости изменения фазы напряжения сигнала, т. е. $\omega(t)=d\varphi/dt$. Это — мгновенная угловая частота. У гармонического сигнала фаза растет пропорционально времени. Следовательно, производная фазы по времени — постоянная величина $\omega_0=2\pi f_0$.

Фазовый сдвиг. Эта величина характеризует взаимодействие сигналов. Фазовым сдвигом называют модуль разности начальных фаз двух гармонических сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$ одинаковой частоты. Если представить математические формулы указанных сигналов в виде $u_1(t)=U_{m1}\sin(2\pi ft+\varphi_1)$ и $u_2(t)=U_{m2}\sin(2\pi ft+\varphi_2)$, то согласно определению фазовый сдвиг

$$\varphi=|\varphi_1-\varphi_2|.$$

Необходимость в измерениях этого параметра возникает при исследовании четырехполюсников (усилителей, фильтров, трансформаторов), градуировке фазовращателей, снятии фазочастотных характеристик различных устройств и т. п. Измерения проводят различными методами. Наиболее известны следующие: преобразования фазового сдвига в интервал времени с последующим измерением последнего, преобразования фазового сдвига в напряжение, метод эллипса, нулевые методы.

Преобразование фазового сдвига в напряжение осуществляется балансным фазовым детектором. Принцип действия последнего, а также соотношения, устанавливающие связь между напряжением на выходе детектора и измеряемым фазовым сдвигом, излагаются в книгах по радиоприемным устройствам. Метод эллипса, реализуемый с помощью осциллографа, основан на использовании уравнения (3.3) и сводится к геометрическим измерениям на экране трубки. Он исключительно прост и приводится в описаниях к осциллографам. Поэтому эти два метода в настоящей главе не рассматриваются.

Приборы, измеряющие фазовые сдвиги, называют фазометрами или измерителями фазовых сдвигов.

4.2. МЕТОДЫ ВРЕМЕННЫХ РАЗВЕРТОК

Измерения интервалов времени, основанные на использовании калиброванной линейной развертки, уже рассмотрены в § 3.6. Необходимо отметить, что при таких измерениях главные источники погрешности кроются в нестабильности крутизны (непостоянстве угла наклона) и нелинейности развертывающего напряжения. В первом случае скорость перемещения луча вдоль горизонтальной оси экрана отличается от скорости, при которой определялся номинальный коэффициент развертки. Поэтому реальный коэффициент развертки не совпадает с номинальным, используемым для перевода геометрического размера, фиксируемого с помощью масштабной сетки, в интервал времени. Во втором случае скорость перемещения луча по горизонтали получается неодинаковой на различных участках экрана вследствие нелинейности развертывающего напряжения и, следовательно, точность измерения зависит от того, в каком месте экрана выполняются измерения.

Более точны измерения интервалов времени, проводимые с помощью двухканальных или двухлучевых осциллографов, в которых предусмотрены две развертки — основная и задержанная.

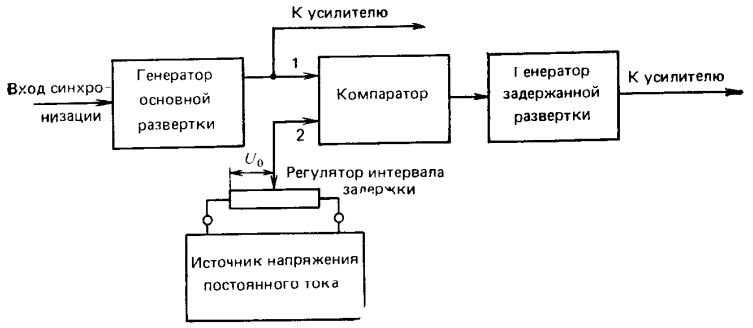


Рис. 4.2

Об этих развертках уже кратко говорилось в § 3.4. Рассмотрим подробнее принцип получения двух развертывающих напряжений и возможные методики измерений. Структурная схема устройства, формирующего две развертки, приведена на рис. 4.2, а графики, облегчающие понимание принципа формирования, — на рис. 4.3.

Синхронизирующий, запускающий импульс (рис. 4.3,*а*), определяет момент t_1 запуска генератора, вырабатывающего напряжение основной развертки (рис. 4.3,*б*). Это напряжение подается на вход *1* компаратора (рис. 4.2). К входу 2 компаратора подведено напряжение постоянного тока, значение U_0 которого можно изменять (рис. 4.3,*в*). В момент равенства пилообразного напряжения основной развертки установленному значению U_0 (рис. 4.3,*г*) на выходе компаратора возникает короткий импульс (рис. 4.3,*д*). Он запускает находящийся в ждущем режиме второй генератор, который вырабатывает напряжение задержанной развертки (рис. 4.3,*е*). Момент t_2 начала задержанной развертки запаздывает относительно момента t_1 начала основной развертки на время, которое при данной скорости изменения напряжения основной развертки определяется установленным значением U_0 напряжения постоянного тока (рис. 4.3,*в*, *г* и *е*). Таким образом регулятор значений U_0, ручка которого выведена на лицевую панель осциллографа, слу-

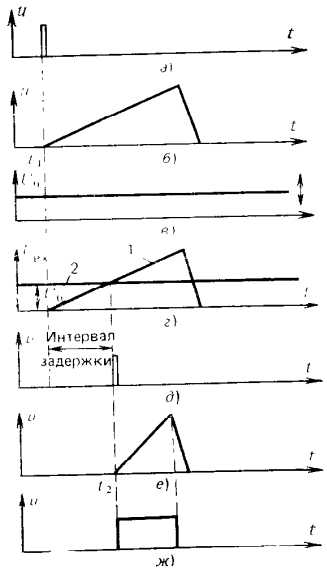


Рис. 4.3

жит регулятором интервала задержки (рис. 4.2). Изменяя напряжение U_0 этим регулятором, можно «перемещать» начало задержанной развертки по всей длительности основной развертки. На рис. 4.3,*ж* изображен прямоугольный стробирующий импульс, который вырабатывается мультивибратором (триггером Шмитта) генератора задержанной развертки (см. рис. 3.9) и определяет время прямого хода луча при этой развертке.

Рассмотрим методику измерения длительности импульса осциллографом с двумя развертками [61]. Для повышения точности измерения центр (начало координат) масштабной сетки экрана используется в качестве опорной точки. Скорость задержанной развертки выбирают такой, чтобы получить растянутые изображения фронта и среза исследуемого импульса. Регулируя интервал задержки, сначала добиваются совмещения точки на изображении фронта, соответствующей уровню $0{,}5\,U_m$, с опорной точкой (центром) экрана, как показано на рис. 4.4,*а*. Снимают отсчет α_1 в делениях по отсчетному устройству — лимбу регулятора интервала задержки. Затем, вращая регулятор, изменяют интервал задержки до установления в центре экрана точки на изображении среза исследуемого импульса, также соответствующей уровню $0{,}5U_m$ (рис. 4.4,*б*), и фиксируют отсчет α_2 по лимбу регулятора. Разность отсчетов $\alpha_1-\alpha_2=\alpha$ умножают на значение коэффициента развертки q. Если этот коэффициент выражен в микросекундах на деление, то искомая длительность импульса $\tau=\alpha q$ в микросекундах. Абсолютную погрешность измерения принято оценивать по формуле $\Delta_\tau=\pm(0{,}005\tau+0{,}001\,A_к)$, где $A_к$ — конечное значение шкалы (установленного предела) отсчетного устройства регулятора интервала задержки. Относительная погрешность измерения длительности импульса $\delta_\tau=\Delta_\tau/\tau$ естественно зависит от значения τ. При строгом соблюдении методики и тщательном выполнении операций приведенная погрешность не превышает 1% от предела $A_к$.

Точность измерений повышается и их методика упрощается при использовании схемы управления задержанной разверткой, представленной на рис. 4.5 (в [61] она названа дельта-временной схемой). Эта схема не только способствует уменьшению возможной субъективной погрешности, вносимой экспериментатором, но и позволяет наблюдать на экране одновременно два разнесенных во времени сигнала, например фронт и срез импульса. Она также исключает влияние дрейфа сигнала на результат измерения. Работу схемы и принцип измерения иллюстрируют рис. 4.6 и 4.7.

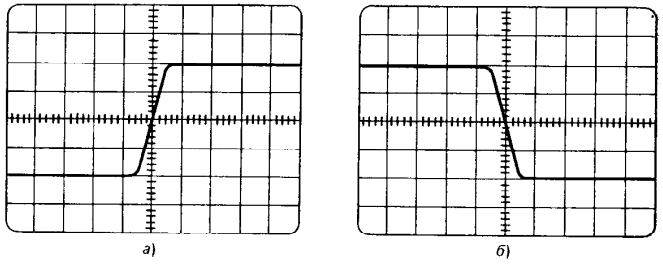


Рис. 4.4

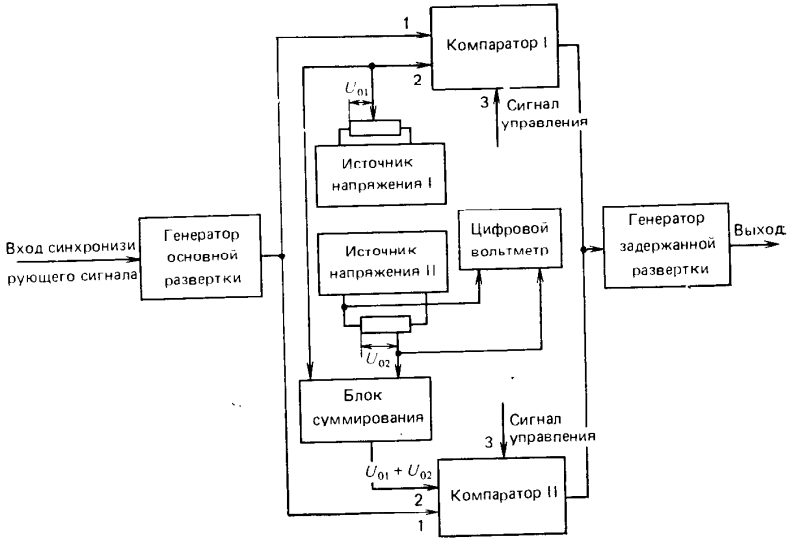


Рис. 4.5

Исследуемый сигнал, длительность τ которого подлежит измерению (4.6,*а*), подводится к входу осциллографа. В момент времени t_1 первый синхронизирующий импульс (рис. 4.6,*б*) запускает генератор основной развертки (рис. 4.5). Вырабатываемый им импульс пилообразного напряжения (рис. 4.6,*в*) поступает на вход *1* компаратора *I* (рис. 4.5). На вход *2* этого компаратора подается напряжение постоянного тока U_{01}. При наличии разрешающего сигнала управления на входе *3* компаратора *I* [он подается на каждом нечетном импульсе напряжения основной развертки в момент равенства значения пилообразного напряжения значению U_{01} (рис. 4.6,*в*)] на выходе компаратора *I* появляется первый короткий импульс (рис. 4.6,*г*), задержанный на время Δt_1 относительно момента запуска основной развертки. Этот импульс запускает генератор задержанной развертки (рис. 4.5), который вырабатывает первый пилообразный импульс напряжения задержанной развертки (рис. 4.6,*ж*). Изменяя значение U_{01} напряжения источника *I* (рис. 4.5), добиваются совмещения точки на изображении фронта исследуемого импульса, соответствующей уровню $0{,}5U_m$, с центром масштабной сетки экрана (рис. 4.7).

С появлением второго синхронизирующего импульса в момент времени t_3 (рис. 4.6,*б*) вновь запускается генератор основной развертки, создающий второй импульс пилообразного напряжения (рис. 4.6,*д*). Это напряжение, посту-

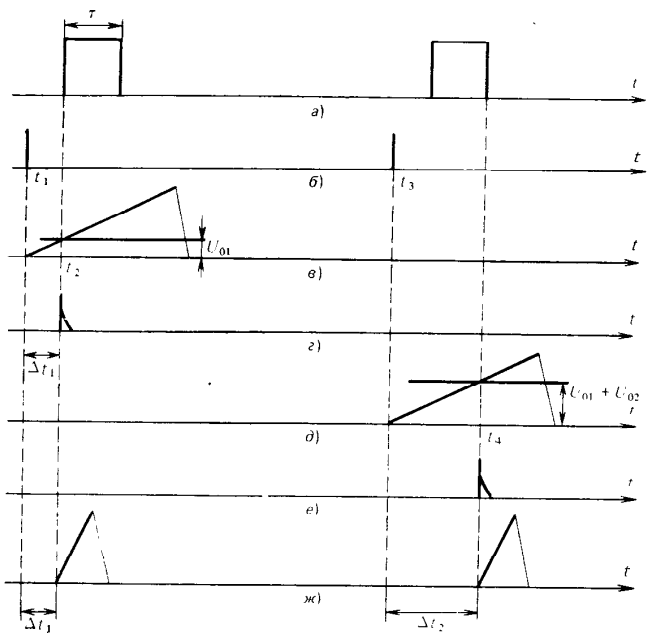


Рис. 4.6

лающее на вход *1* компаратора *II*, сравнивается в нем с напряжением постоянного тока, подводимого к входу *2* компаратора с выхода блока суммирования, т. е. с напряжением $U_{01}+U_{02}$. Так как на входе *3* компаратора *II* присутствует разрешающий сигнал управления (он подается при каждом четном импульсе напряжения основной развертки), то в момент t_4 равенства пилообразного напряжения значению $U_{01}+U_{02}$ напряжения постоянного тока (рис. 4.6,*д*) на выходе компаратора *II* возникнет второй короткий импульс, задержанный относительно начала развертки на интервал Δt_2 (рис. 4.6,*е*). Он запускает генератор задержанной развертки, вырабатывающий второй импульс развертывающего напряжения (рис. 4.6,*ж*). Изменяя напряженне источника *II* (рис. 4.5), перемещают изображение среза исследуемого импульса, пока точка на срезе, соответствующая уровню $0{,}5U_m$, не совпадет с центром масштабной сетки экрана. Хотя изображения фронта и

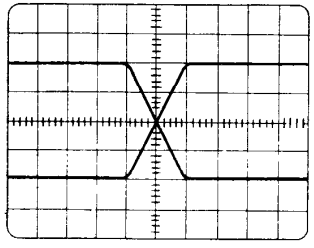


Рис. 4.7

среза исследуемого импульса появляются на экране не одновременно, они наблюдаются совместно (рис. 4.7), так как частота появления обоих изображений достаточно высока.

Разностное значение напряжения $(U_{01}+U_{02})-U_{01}=U_{02}$, соответствующее искомой длительности τ импульса, измеряется цифровым вольтметром (рис. 4.5), и, таким образом, экспериментатор не должен производить никаких вычислений.

Аналогично измеряются интервал времени, разделяющий два импульса, период периодического сигнала и т. п. Описанная схема позволяет также измерять интервалы времени между двумя сигналами, подаваемыми на входы различных каналов двухканального осциллографа.

Дальнейшее усовершенствование рассмотренного принципа привело к сочетанию методов временных разверток и дискретного счета, сущность которого излагается в § 4.3. Один из вариантов комбинации цифрового измерителя интервалов времени с осциллографом изложен в [102].

4.3. ИЗМЕРЕНИЕ ИНТЕРВАЛОВ ВРЕМЕНИ МЕТОДОМ ДИСКРЕТНОГО СЧЕТА

Измерение заключается в сравнении измеряемого интервала времени Δt_x с дискретным интервалом, воспроизводящим единицу времени. Для этого измеряемый интервал Δt_x заполняется импульсами с известным образцовым периодом следования $T_{обр} \ll t_x$ (рис. 4.8), т. е. интервал преобразуется в отрезок периодической последовательности импульсов, число m которых, пропорциональное Δt_x, подсчитывается. Импульсы, заполняющие интервал Δt_x, принято называть счетными и обозначать период их следования $T_{сч}$. Таким образом,

$$\Delta t_x = mT_{сч}.$$

Структурная схема измерителя. Для аппаратурного осуществления описанного метода необходимы генератор счетных импульсов и счетчик, между которыми должна быть включена схема, открывающая счетчик на время Δt_x. Эту функцию, как видно из рис. 4.9, выполняет временной селектор, представляющий собой логический элемент И. Счетные импульсы, непрерывно поступающие на вход *1* временного селектора, могут проходить в счетчик

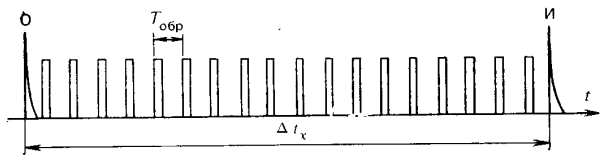


Рис. 4.8

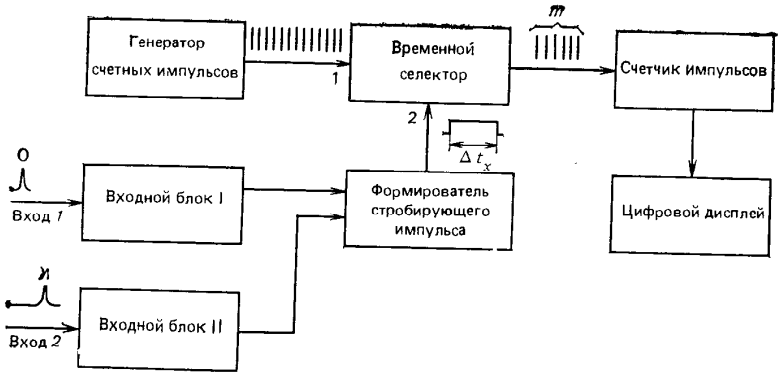


Рис. 4.9

только тогда, когда на входе *2* селектора действует стробирующий импульс. Он формируется из исследуемого сигнала устройством, содержащимся в блоке формирования и управления. За время действия стробирующего импульса, длительность которого равна измеряемому интервалу Δt_x (рис. 4.8), счетчик считает импульсы генератора. Число импульсов, зафиксированное счетчиком и наблюдаемое с помощью цифрового отображающего устройства — дисплея, однозначно соответствует измеряемому интервалу Δt_x.

В измерительной технике импульс, вырезающий участок импульсной последовательности или задающий продолжительность счета, принято называть *временными воротами*.

Если период следования счетных импульсов генератора $T_{сч}$ (частота следования $F_{сч}$), то за интервал Δt_x через временные ворота пройдет

$$m = \Delta t_x / T_{сч} = \Delta t_x F_{сч} \qquad (4.1)$$

импульсов и, следовательно, измеряемый интервал

$$\Delta t_x = m T_{сч} = m / F_{сч}. \qquad (4.2)$$

Измерения оказываются косвенными. Для получения прямого показания в приборах, построенных по схеме с жесткой логикой (без микропроцессора), частота следования импульсов выбрана равной $F_{сч} = 10^k$ Гц, где $k = 1; 2; 3...$ Тогда $\Delta t_x = m \cdot 10^{-k}$ с.

Таким же способом можно измерить и длительность прямоугольного импульса $\tau_и$. В этом случае исследуемый импульс подается непосредственно на вход *2* селектора. Временные ворота получаются равными длительности $\tau_и$.

Интервал времени можно преобразовать в пропорциональное число импульсов и с помощью генератора ударного возбуждения. Для этого на вход последнего нужно подать стробирующий им-

пульс, длительность которого равна измеряемому интервалу времени, т. е. $\tau_{стр} = \Delta t_x$. За время действия стробирующего импульса $\tau_{стр}$ генератор вырабатывает пакет импульсов, число p которых — однозначная функция частоты генерируемого сигнала и длительности стробирующего импульса: $p = \tau_{стр} F$. Следовательно, $\Delta t_x = p/F$.

Погрешности измерения. Проанализируем погрешности, классифицируя их по слагаемым измерения.

В схеме на рис. 4.9 мерой служит генератор счетных импульсов. Следовательно, *погрешность меры* в данном случае — это нестабильность частоты следования импульсов. Для ее уменьшения генератор выполняют по схеме с кварцевой стабилизацией. Применяя генератор ударного возбуждения, следует иметь в виду, что стабильность частоты варабатываемого им напряжения относительно невысока, и погрешность меры может оказаться значительной.

Погрешность преобразования обусловлена главным образом шумовой помехой, проявляющейся при формировании стробирующего импульса (временных ворот) из опорного и интервального импульсов. Формирование производится с помощью триггерных схем. Так как крутизна фронта импульсов конечна, то в результате суммирования напряжения помехи с напряжениями опорного и интервального импульсов смещаются моменты перебросов триггера относительно моментов достижения этими импульсами уровня запуска в отсутствие помехи. Следовательно, длительность сформированных триггером временных ворот Δt^*_x отличается от измеряемого интервала Δt_x — появляется погрешность, которую называют погрешностью запуска триггера: $\Delta_{зап} = \Delta t^*_x - \Delta t_x$. Так как эта погрешность случайная, то ее характеризуют среднеквадратическим значением. При расчетах пользуются среднеквадратическим значением относительной погрешности, обозначаемым $\delta_{зап}$. Погрешность измерения, обусловленная шумовой помехой, уменьшается с увеличением отношения крутизны фронта импульса к среднеквадратическому значению напряжения помехи, а также при усреднении результата q измерений интервала Δt_x.

Погрешность сравнения (измеряемого интервала Δt_x с периодом следования $T_{сч}$ счетных импульсов) определяется тем, что измеряемое значение интервала времени заменяется целым числом периодов следования счетных импульсов (с математической точки зрения такая процедура подобна округлению чисел. Это — методическая погрешность, обусловленная дискретизацией непрерывной величины — измеряемого интервала времени. Такую составляющую погрешности измерений называют *погрешностью дискретности*. Она возникает вследствие того, что стробирующий импульс длительностью Δt_x и периодическая последовательность счетных импульсов в общем случае не синхронные сигналы.

В реальной схеме измерения непосредственно фиксируется число попавших во временные ворота счетных импульсов, а не число периодов их следования и поэтому, вообще говоря, округление может производиться в сторону как большего, так и мень-

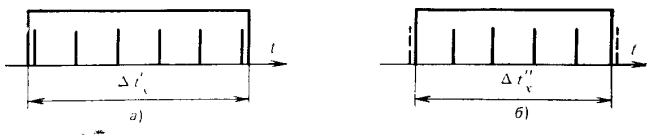


Рис. 4.10

шего значения[1]. Максимальное значение абсолютной погрешности дискретности (при правильно выбранной схеме стробирования) составляет плюс-минус один период следования счетных импульсов $T_{сч}$. Это иллюстрирует рис. 4.10, на котором отражены две экстремальные ситуации.

Если равенство (4.1) выполняется точно, то это означает, что измеряемый интервал Δt_x точно «вырезает» m периодов следования счетных импульсов (для данного примера $m=5$). В случае, показанном на рис. 4.10,*а*, когда $\Delta t'_x \approx \Delta t_x$, но $\Delta t'_x$ чуть больше Δt_x, т. е. интервал $\Delta t'_x$ практически равен m периодам $T_{сч}$, счетчик сосчитает $m'=m+1=6$ импульсов. При этом значение $\Delta t'_x$ измеряемого интервала времени определится из соотношения $\Delta t'_x = m'T_{сч}$ и показание прибора будет $A'_п = (m+1)T_{сч}$. Если принять $\Delta t_x = mT_{сч}$ за действительное значение, то абсолютная погрешность дискретности составит

$$A'_п - \Delta t_x = (m+1)T_{сч} - mT_{сч} = +T_{сч}.$$

Аналогично рассуждая для ситуации, показанной на рис. 4.6,*б*, когда $\Delta t''_x \approx \Delta t_x$, но $\Delta t''_x$ чуть меньше Δt_x, констатируем, что хотя интервал $\Delta t''_x$ практически равен $mT_{сч}$, счетчик сосчитает $m''=m-1=4$ импульса. Тогда интервал $\Delta t''_x = m''T_{сч}$, показание прибора будет $A''_п = (m-1)T_{сч}$ и абсолютная погрешность дискретности составит

$$A''_п - \Delta t_x = (m-1)T_{сч} - mT_{сч} = -T_{сч}.$$

Таким образом, максимальное значение абсолютной погрешности дискретности при измерении интервалов времени

$$\Delta_д = \pm T_{сч}. \qquad (4.3)$$

Абсолютная погрешность дискретности не зависит от значения измеряемого интервала времени: она определяется единицей дискретизации, т. е. $T_{сч}$. Наибольшая относительная погрешность дискретности составляет

$$\delta_д = \pm (T_{сч}/\Delta t_x) = \pm 1/m \qquad (4.4)$$

и, конечно, зависит от значения Δt_x.

[1] При измерениях округленне в отличие от математического пронзводится не обязательно до ближайшего целого. Например, прн истинном соотношении $\Delta t_x = 4{,}9T_{сч}$ округленне может быть такнм: $\Delta t_x = 4T_{сч}$; или, наоборот, при $\Delta t_x = 5{,}1T_{сч}$ округленное значение $\Delta t_x = 6T_{сч}$.

Максимальная абсолютная погрешность дискретности $\Delta_д = T_{сч}$ определяет разрешающую способность цифрового измерителя интервалов времени. Поэтому весь набор клавиш, с помощью которых устанавливаются значения периода следования счетных импульсов, снабжен общей надписью РАЗРЕШАЮЩАЯ СПОСОБНОСТЬ, а конкретные клавиши отмечены значениями $T_{сч}$, выраженными в миллисекундах, микросекундах или десятичных долях их[1].

Погрешность дискретности по всей природе случайна и поэтому о ее максимальном значении, разумеется, можно говорить только в вероятностном смысле. Погрешность дискретности складывается из двух составляющих. Поскольку появление счетного импульса до фронта стробирующего импульса (временных ворот) равновероятно, как и равновероятно появление счетного импульса перед срезом временных ворот или после него, и эти две составляющие случайной погрешности независимы, то суммарная абсолютная погрешность дискретности распределена в пределах $(-T_{сч}, +T_{сч})$ по закону Симпсона (треугольному закону). При этом математическое ожидание погрешности равно нулю, а среднеквадратическое значение $T_{сч}/\sqrt{6}$. Учитывая финитный характер распределения Симпсона, несложно заключить, что максимальная абсолютная случайная погрешность принимает значения $\pm T_{сч}$ с вероятностью 1.

Когда применяется измеритель интервалов времени, собранный по схеме *LC*-генератора ударного возбуждения, то счетные импульсы оказываются синхронизированными с фронтом стробирующего импульса. Погрешность дискретности распределена по равномерному закону. Ее максимальное значение можно уменьшить вдвое по сравнению с погрешностью предыдущего измерителя, если сдвинуть момент появления первого импульса генератора на половину периода относительно фронта стробирующего импульса.

Погрешность фиксации результата сравнения не имеет места, если счетчик импульсов обладает достаточно большой емкостью (может зафиксировать все импульсы, заполняющие интервал времени) и высоким быстродействием.

Предел абсолютной допускаемой основной погрешности цифрового измерителя интервалов времени

$$\Delta_{пред} = \pm[\delta_{кв}\Delta t_x + \delta_{зап}\Delta t_x + T_{сч}] = \pm[\delta_{кв}\Delta t_x + \delta_{зап}\Delta t_x + 1/F_{сч}], \qquad (4.5)$$

где $\delta_{кв}$ — относительная нестабильность частоты напряжения кварцевого генератора; Δt_x — измеряемый интервал; $T_{сч}$ — период следования счетных импульсов; $\delta_{зап}$ — среднеквадратическая относительная погрешность запуска.

[1] Строго говоря, разрешающая способность составляет $3T_{сч}$, так как возможна ситуация, когда прибор не будет различать интервалы времени Δt_1 и $\Delta t_2 = \Delta t_1 + 2T_{сч}$. Очевидно, что если при измерении Δt_1 абсолютная погрешность дискретности составит $+T_{сч}$, а при измерении Δt_2 она составит $-T_{сч}$, то показания прибора в обоих случаях будут одинаковыми.

Соответственно предел допускаемой основной относительной погрешности, выраженной в процентах от измеряемого значения Δt_x:

$$\delta_{\text{пред}} = \pm 100(\delta_{\text{кв}} + \delta_{\text{зап}} + 1/m), \qquad (4.6)$$

где m — число счетных импульсов, заполняющих интервал времени Δt_x.

В (4.5) и (4.6) первые слагаемые — погрешности меры, третьи — погрешности дискретности. Влияние первой составляющей сказывается сильнее при измерении интервалов большой длительности, третьей составляющей — при измерении интервалов малой длительности.

Получим формулу для определения минимального интервала времени при заданной относительной погрешности дискретности и данной частоте следования счетных импульсов (или быстродействии счетчика). Если измеряемый интервал Δt_x заполняют m импульсов, то при абсолютной погрешности дискретности $\Delta_д = \pm T_{сч}$ относительная погрешность

$$\delta_д = \pm 1/m. \qquad (4.7)$$

Принимая во внимание соотношение (4.2), получаем

$$\delta_д = \pm 1/\Delta t_x F_{сч}. \qquad (4.8)$$

Например, если $\Delta t_x = 0{,}5$ мкс и $F_{сч} = 10$ МГц, то $\delta_д$ равна 0,2, или 20%.

Минимальный интервал времени, который можно измерить с погрешностью, меньшей или равной $\delta_{доп}$ при частоте следования $F_{сч}$ счетных импульсов,

$$\Delta t_{мин} = 1/F_{сч}\delta_{доп}, \qquad (4.9)$$

где Δt — в секундах; F — в герцах, а $\delta_{доп}$ — в относительных единицах. Например, при $F_{сч} = 100$ МГц минимальный интервал времени, измеряемый с максимальной погрешностью дискретности, не превосходящей 1%, т. е. $\delta_{доп} = 0{,}01$,

$$\Delta t_{мин} = 1/0{,}01 \cdot 10^8 = 1 \text{ мкс}.$$

Уменьшение погрешности дискретности. Из приведенных формул и примеров следует, что измерения малых интервалов времени могут сопровождаться значительными погрешностями дискретности. Ее можно уменьшить тремя способами.

Первый способ, представляющий прямое, очевидное решение задачи — увеличение частоты следования счетных импульсов. Это требует применения не только генератора сигналов более высокой частоты, но и счетчика со значительно большим быстродействием, т. е. серьезного усложнения аппаратуры. Следовательно, возможности использования первого способа существенно ограничены.

Второй способ заключается в измерении большого числа интервалов Δt_x, т. е. интервала времени, равного $q\Delta t_x$. Эта возможность предусматривается в современных цифровых измерителях. Исследуемый периодический сигнал, представляющий периодическую последовательность импульсов, с периодом следования Δt_x, поступает в делитель частоты с коэффициентом деления q. На выходе делителя получается периодическая последовательность импульсов, следующих с периодом $q\Delta t_x$. Хотя при неизменной частоте следования счетных импульсов максимальное значение абсолютной погрешности дискретности остается тем же, что и при измерении одного интервала Δt_x, максимальная относительная погрешность дискретности в случае измерения интервала времени $q\Delta t_x$ уменьшается в q раз. Напомним, что при увеличении интервала Δt_x в соответствующее число раз уменьшается и относительная погрешность запуска триггера.

Третий способ, называемый *интерполяцией*, состоит в том, что помимо целого числа периодов счетных импульсов, заполняющих измеряемый интервал времени, учитываются и дробные части периода, заключенные между опорным импульсом и первым счетным импульсом, а также между последним счетным импульсом и интервальным. Принцип осуществления этого способа иллюстрирует рис. 4.11.

На рис. 4.11, *а* показаны опорный и интервальный импульсы, задающие измеряемый интервал Δt_x, на рис. 4.11,*б* — счетные импульсы, следующие с периодом $T_{сч}$ (частотой $F_{сч}$). Эти импульсы заполняют временные ворота Δt_x (рис. 4.11,*в*). Число импульсов m_0. Первый счетный импульс, попавший в ворота, запаздывает относительно их фронта на время Δt_1, а срез ворот и очередной счетный импульс, появляющийся после среза, разделяет интервал Δt_2 (рис. 4.11,*б—г*). Следовательно, измеряемый интервал времени определяется соотношением

$$\Delta t_x = m_0 T_{сч} + \Delta t_1 - \Delta t_2. \qquad (4.10)$$

Поэтому если бы удалось точно учесть отрезки Δt_1 и Δt_2, то погрешность дискретности была бы исключена. Задача измерения интервалов Δt_1 и Δt_2 решается следующим образом.

За время Δt_1 линейно заряжается конденсатор, который затем разряжается в 1000 раз медленнее, т. е. время разряда составляет $1000\Delta t_1$ (рис. 4.11,*д*). Этот интервал заполняется теми же счетными импульсами (период следования $T_{сч}$), и подсчитывается их число m_1 (рис. 4.11,*е* и *ж*)[1]. Аналогичным образом «растягивается» отрезок Δt_2. Полученный интервал $1000\Delta t_2$ также заполняется счетными импульсами, число которых составляет m_2. Так как $m_1 = 1000\Delta t_1/T_{сч}$ и $m_2 = 1000\Delta t_2/T_{сч}$, то подстановка значений $\Delta t_1 = m_1 T_{сч}/1000$ и $\Delta t_2 = m_2 T_{сч}/1000$ в (4.10) дает

$$\Delta t_x = T_{сч}(1000\, m_0 + m_1 - m_2)/1000 = (1000\, m_0 + m_1 - m_2)/10^3 F_{сч}.$$

Обозначим $100\, m_0 - m_1 + m_2 = m$ и $10^3 F_{сч} = F'_{сч}$. Тогда

$$\Delta t_x = m/F'_{сч}.$$

[1] На рис. 4.11,*е* и *ж* обозначением оси времени буквой t^* подчеркивается, что масштаб времени этих двух графиков отличается от масштаба времени остальных графиков.

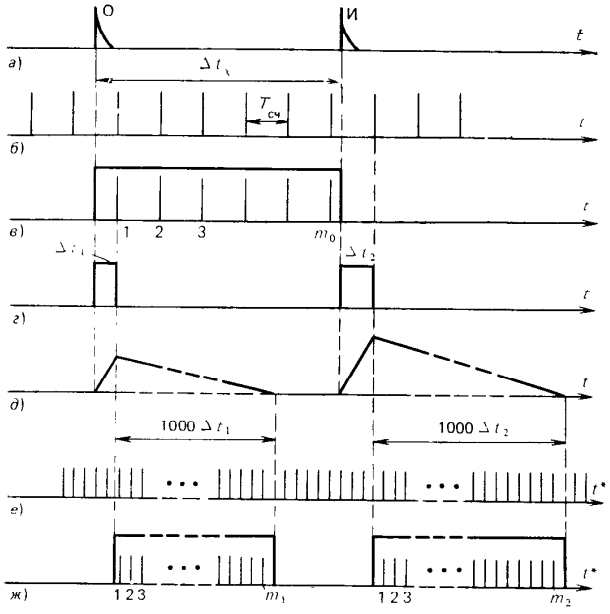


Рис. 4.11

Из полученного выражения видно, что интервал времени Δt_x измеряется с абсолютной погрешностью дискретности $T'_{сч}=T_{сч}/10^3$, что равносильно заполнению его счетными импульсами с частотой, в 10^3 раз больше $F_{сч}$. Теперь уже интервал времени $\Delta t_x=0{,}5$ мкс при $F_{сч}=10$ МГц будет измеряться с относительной погрешностью дискретности $\delta=0{,}0002$, т. е. 0,02%, а не 20%. Для получения такой точности при прямом способе измерения понадобились бы счетные импульсы с частотой следования 10 ГГц и счетчик с еще более высоким быстродействием.

Измерение периода периодического сигнала. Это частный случай общей задачи измерения интервалов времени. По отношению к периоду периодического сигнала моменты положений опорного и интервального импульсов на оси времени — это моменты двух соседних переходов исследуемого сигнала через нулевой уровень с производной одинакового знака, например положительного (пересечения оси времени снизу вверх, рис. 4.12). Из сказанного не следует делать заключения, что для измерения периода синусоидального сигнала или длительности прямоугольного импульса обязательно требуется преобразование этих сигналов в два коротких импульса.

Принцип измерения периода синусоидального сигнала методом дискретного счета иллюстрирует рис. 4.13. Исследуемый сигнал (рис. 4.13,*а*) преобразуется в прямоугольный импульс (рис. 4.13,*б*), который «вырезает» из периодической последовательности счетных импульсов (рис. 4.13,*в*) участок, содержащий m импульсов (рис. 4.13,*г*). Так как период их следования $T_{сч}$, то значение измеряемого периода $T_x=mT_{сч}$.

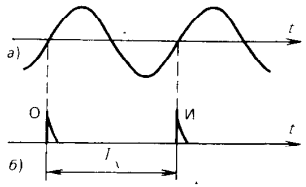


Рис. 4.12

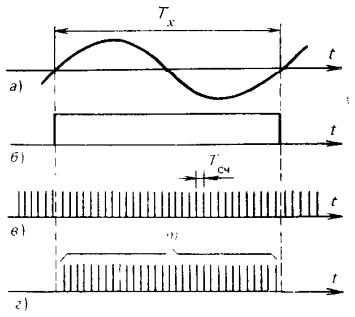


Рис. 4.13

Структурная схема устройства для измерения периода представлена на рис. 4.14. Это — схема цифрового частотомера в режиме измерения периода. Из исследуемого сигнала, период T_x которого необходимо измерить, во входном блоке формируется периодическая последовательность коротких импульсов с периодом следования T_x. В блоке формирования и управления из них формируется прямоугольный стробирующий импульс длительностью T_x (рис. 4.13). Если включен делитель частоты с коэффициентом деления q, то время следования импульсов на его выходе получается равным qT_x и такую же длительность, разумеется, имеет стробирующий импульс. Он подводится к входу 2 временного селектора, на вход 1 которого подаются импульсы кварцевого генератора, являющиеся счетными импульсами. Частота их следования $f_{кв}$. Таким образом, $T_{сч}=1/f_{кв}$. Измеряемый период связан с показанием счетчика m и частотой кварцевого генератора $f_{кв}$ соотношением $T_x=m/f_{кв}$.

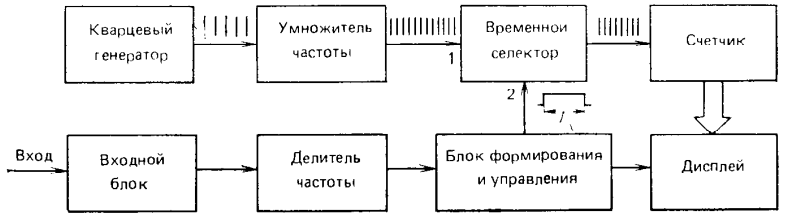


Рис. 4.14

Составляющие погрешности измерения периода периодического сигнала принципиально те же, что были рассмотрены при анализе измерения интервалов времени, заданного опорным и интервальным импульсами.

Максимальная абсолютная погрешность дискретности $\Delta_T = \pm T_{сч}$, а соответствующая относительная погрешность $\delta_T = \Delta_T/T_x = \pm 1/m$. Когда измеряется q периодов, то относительная погрешность дискретности уменьшается в q раз.

При измерении периода значительный вклад в общую погрешность может внести составляющая, обусловленная действием шумовой помехи при формировании стробирующего импульса — погрешность запуска триггера. При расчетах пользуются среднеквадратическим значением относительной погрешности $\delta_{зап}$. Можно показать [46], что при измерении периода

$$\delta_{зап} = (1/\pi q)\,(U_{пом}/U_m) = 1/q\pi h, \qquad (4.11)$$

где q — число одновременно измеряемых периодов сигнала; $U_{пом}$ — среднеквадратическое значение напряжения помехи, U_m — амплитуда напряжения сигнала, $h = U_m/U_{пом}$ — отношение сигнал-помеха.

Например, при отношении сигнал-помеха 40 дБ ($h = 100$) и $q = 1$ относительная среднеквадратическая погрешность $\delta_{зап} \approx \approx 0{,}3\%$. Если при том же отношении измерять интервал времени, равный 100 периодов сигнала, то $\delta_{зап} \approx 0{,}003\%$.

Предел относительной допускаемой погрешности цифрового измерителя периода, выраженной в процентах по отношению к T_x, определяется формулой

$$\delta_{пред} = \pm 100\,(\delta_{кв} + \delta_{зап} + 1/m),$$

где $\delta_{кв}$ — общая погрешность меры (кварцевого генератора).

4.4. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ МЕТОДОМ ДИСКРЕТНОГО СЧЕТА

Сущность метода. Данным методом проводят измерение средней частоты периодического сигнала. Оно заключается в прямом сравнении значения f_x измеряемой частоты с дискретным значением $F_{обр}$ образцовой частоты, воспроизводимым мерой в качестве единицы. Для этого находят (путем дискретного счета) число n, показывающее, во сколько раз f_x больше $F_{обр}$.

Искомое значение частоты определяется выражением

$$f_x = nF_{обр}$$

и, следовательно, единица дискретизации равна $F_{обр}$.

Как указывалось в § 4.1, средняя (за интервал Δt) частота периодического сигнала определяется как отношение числа n периодов сигнала к значению Δt. Следовательно, если выбрать интервал времени так, чтобы его значение $\Delta t = 1/F_{обр}$, сосчитать число n периодов исследуемого сигнала за этот интервал и вычислить отношение $n/\Delta t$, то найдем значение f_x измеряемой частоты.

Сначала рассмотрим измерение частоты следования импульсов.

На рис. 4.15,*а* представлена исследуемая периодическая последовательность импульсов, частоту следования F_x которой нужно измерить. Мера вырабатывает также периодическую последовательность импульсов с образцовой частотой следования $F_{обр}$ (рис. 4.15,*б*).

Задача сравнения частот F_x и $F_{обр}$ упрощается, если перейти к сравнению периодов T_x и $T_{обр}$. Так как $T_x = 1/f_x$ и $T_{обр} = 1/F_{обр}$, то

$$T_{обр}/T_x = F_x/F_{обр} = n.$$

Число n показывает, сколько периодов T_x укладывается в интервале $T_{обр}$.

Сформируем из двух соседних импульсов периодической последовательности образцовой частоты, которые разделены интервалом времени $T_{обр}$, стробирующий импульс — временные ворота и обозначим их длительность $\Delta t_к$ (индекс «к» указывает, что интервал $\Delta t_к$ — калиброванный, образцовый). Очевидно, что $\Delta t_к = T_{обр}$. Заполним эти ворота импульсами, следующими с периодом T_x (рис. 4.11,*в*). Число n импульсов, попадающих в ворота, длительность ворот $\Delta t_к$ и период T_x следования импульсов исследуемой последовательности связаны очевидным соотношением $n = \Delta t_к/T_x$, из которого получается рабочая формула для определения частоты:

$$F_x = n/\Delta t_к. \qquad (4.12)$$

Таким образом, алгоритм измерения предписывает следующие операции:

сформировать стробирующий импульс — временные ворота, длительность которых равна периоду сигнала образцовой частоты: $\Delta t_к = T_{обр}$;

заполнить временные ворота импульсами, следующими с искомой частотой F_x;

сосчитать число n импульсов, попадающих в ворота;

вычислить отношение $n/\Delta t_к$.

Теперь перейдем к измерению частоты f_x непрерывного периодического сигнала, например синусоидального (рис. 4.16,*а*). Опи-

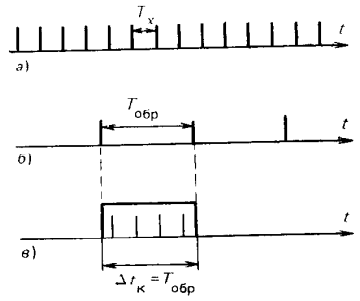


Рис. 4.15

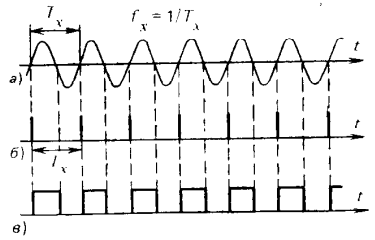


Рис. 4.16

раясь на изложенное, можно утверждать, что для выполнения такого измерения достаточно преобразовать исследуемый сигнал в периодическую последовательность либо коротких импульсов, моменты появления которых соответствуют моментам перехода синусоидального сигнала через нулевой уровень с производной одного и того же знака (рис. 4.16,*б*), либо в периодическую последовательность импульсов, соответствующих положительным полупериодам исходного сигнала (рис. 4.16,*в*). В результате преобразования получается периодическая последовательность импульсов с периодом следования, равным периоду исследуемого сигнала, и таким образом задача сводится к уже рассмотренному измерению периода следования импульсов. Искомая частота находится из формулы, аналогичной (4.12):

$$f_x = n/\Delta t_к. \qquad (4.13)$$

Это среднее значение частоты за интервал $\Delta t_к$.

Измерения оказываются косвенными. Чтобы получались прямые показания, в частотомерах, построенных по схеме с жесткой логикой, т. е. без микропроцессора, устанавливают длительности временных ворот $\Delta t_к = 10^p$ с, где $p=0; \pm1; \pm2; \pm \ldots$ (на лицевой панели прибора переключатель длительности ворот обозначен надписью ВРЕМЯ ИЗМЕРЕНИЯ). Когда $p=0$, т. е. $\Delta t=1$ с, то $f_x=n$ в герцах.

Структурная схема частотомера. Современные цифровые частотомеры, даже выполненные по схемам с жесткой логикой, — приборы многофункциональные (но переход от одной функции к другой осуществляется посредством электромеханических коммутаторов), работающие в нескольких режимах: измерения частоты синусоидального сигнала, частоты следования импульсов, периодов этих сигналов, длительности импульса, интервалов времени, заданных двумя импульсами (одного или разных источников), вариации частоты, отношения двух частот, прямого счета импульсов, счета числа N импульсов с предварительной установкой числа N и др. Поэтому следует иметь в виду, что изображенная на рис. 4.17 структурная схема относится к режиму измерения частоты. Работа схемы заключается в следующем.

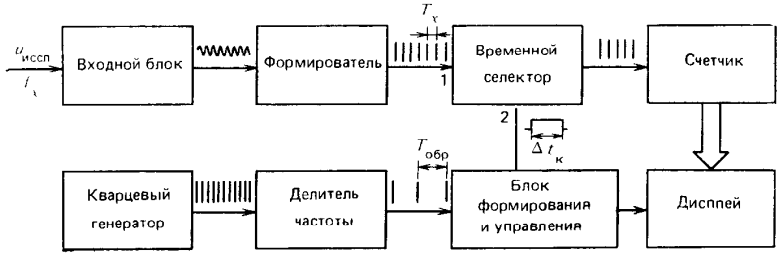


Рис. 4.17

Периодический сигнал, частоту f_x которого необходимо измерить, поступает на вход прибора (обычно его обозначают буквой A). После усиления или ослабления во входном блоке сигнал подается на формирователь, где преобразуется в периодическую последовательность импульсов с частотой следования f_x. Эти импульсы подводятся к входу *1* временного селектора и проходят через него в счетчик, если на входе *2* селектора имеется стробирующий импульс (длительностью $\Delta t_к$). Последний формируется из напряжения высокочастотного кварцевого генератора. Так как период его выходного сигнала мал, то для получения требуемой длительности стробирующего импульса (например, 1 с) в схеме предусмотрен делитель частоты. Он представляет собой набор декад, каждая из которых уменьшает частоту следования импульсов в 10 раз. Коэффициент деления q зависит от числа включенных декад. Из периодической последовательности импульсов, образующейся на выходе делителя частоты, блок формирования и управления формирует стробирующий импульс (временные ворота) длительностью $\Delta t_к$, подаваемый на вход *2* временного селектора и определяющий продолжительность счета. Блок формирования и управления, помимо формирователя временных ворот, содержит схему, задающую продолжительность индикации показания дисплеем и сбрасывающую показания счетчика на нуль.

Погрешности измерения. При прямом измерении частоты периодического сигнала наиболее весомы две составляющие погрешности: погрешность меры и погрешность сравнения.

Погрешность меры определяется нестабильностью частоты напряжения кварцевого генератора (а также погрешностью установки частоты по образцовой мере при изготовлении прибора). Эта составляющая погрешности может быть ощутимой при измерении очень высоких частот. В современных цифровых частотомерах применяются кварцевые генераторы с малой нестабильностью частоты, например, $\pm1\cdot10^{-10}$ за 1 с и $\pm5\cdot10^{-9}$ за сутки.

Погрешность сравнения определяется главным образом *погрешностью дискретности*, обусловленной тем, что фронт и срез стробирующего импульса (временных ворот) не синхронизированы с моментами появления заполняющих ворота импульсов периодической последовательности, которая сформирована из исследуемого сигнала. Максимальное значение абсолютной погрешности дискретности составляет плюс-минус единицу дискретизации и не зависит от измеряемого значения частоты. Так как при измерении частоты за единицу дискретизации принято значение $F_{обр}$, то максимальная абсолютная погрешность дискретности при измерении частоты

$$\Delta_f = \pm F_{обр} = \pm 1/\Delta t_к. \qquad (4.14)$$

Этому соответствует ±1 младшего разряда счета, причем значение Δ_f выражено в герцах, если интервал $\Delta t_к$ выражен в секундах.

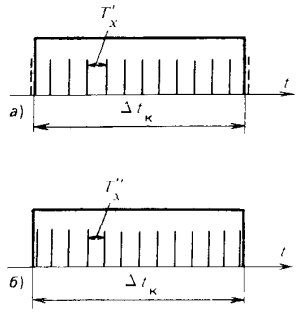


Рис. 4.18

Чтобы убедиться в сказанном, воспользуемся рис. 4.18, где изображены две экстремальные ситуации. Если выполняется точно равенство (4.13) или соответственно соотношение $\Delta t_к/T_x=n$, то это означает, что в интервале $\Delta t_к$ укладывается точно n периодов T_x исследуемого сигнала. В рассматриваемом примере $n=12$.

Теперь предположим, что измеряемая частота $f'_x=f_x$, но f'_x чуть ниже f_x. Соотношение между $T'_x=1/f'_x$ и $\Delta t_к$ такое, как показано на рис. 4.18,*а*. В интервале $\Delta t_к$ практически укладывается $n=12$ периодов T'_x, но так как счетчик фиксирует число не периодов, а импульсов, заполняющих временные ворота $\Delta t_к$, то он зафиксирует число $n'=n-1=11$. При этом значение f'_x измеряемой частоты определится из соотношения $f'_x=n'/\Delta t_к$ и показание прибора будет $A'_п=(n-1)/\Delta t_к$. Приняв $f_x=n/\Delta t_к$ за действительное значение измеряемой частоты f'_x, найдем, что абсолютная погрешность дискретности

$$A'_п-f_x=(n-1)/\Delta t_к-n/\Delta t_к=-1/\Delta t_к.$$

Аналогично рассуждая для ситуации, иллюстрируемой рис. 4.18,*б*, когда $f''_x\approx f_x$, но f''_x чуть выше f_x, приходим к заключению, что хотя в интервале $\Delta t_к$ фактически укладывается $n=12$ периодов T''_x, счетчик зафиксирует число $n''=n+1=13$. Значение f''_x измеряемой частоты находится из формулы $f''_x=n''/\Delta t$ и показание прибора $A''_п=(n+1)/\Delta t_к$. Из сказанного следует, что для рассматриваемой ситуации абсолютная погрешность дискретности

$$A''_п-f_x=(n+1)/\Delta t_к-n/\Delta t_к=+1/\Delta t_к.$$

Таким образом, максимальное значение абсолютной погрешности дискретности при измерении частоты

$$\Delta_f=\pm 1/\Delta t_к.$$

Максимальное значение относительной погрешности дискретности измерения частоты ($\delta_f=\Delta_f/f_x$) согласно (4.13) и (4.14)

$$\delta_f=\pm 1/n. \qquad (4.15)$$

Максимальная абсолютная прогрешность дискретности $\Delta_д=\Delta t_к$ определяет разрешающую способность цифрового частотомера. Поэтому весь набор клавиш, с помощью которых устанавливается длительность $\Delta t_к$ временных ворот, отмечен общей надписью РАЗРЕШАЮЩАЯ СПОСОБНОСТЬ[1], а у конкретных клавиш написаны значения $1/\Delta t_к=F_{обр}$, выраженные в единицах частоты — герцах или килогерцах (замечание о нестрогости подобного определения значения разрешающей способности см. сноску на стр. 115).

[1] У цифровых частотомеров более старых выпусков переключатель длительности временных ворот снабжен надписью ВРЕМЯ ИЗМЕРЕНИЯ, а конкретные положения переключателя отмечены соответствующими значениями $\Delta t_к$, выраженными в секундах или миллисекундах.

Предел основной допускаемой абсолютной погрешности цифрового частотомера характеризуется выражением

$$\Delta_{пред}=\pm(\delta_{кв}f_x+1/\Delta t_к),$$

где $\delta_{кв}$ — общая погрешность меры (кварцевого генератора).

Предел основной допускаемой относительной погрешности, выраженной в процентах от измеряемого значения f_x ($\delta_{пред}=100\Delta_{пред}/f_x$) с учетом (4.13) определится формулой

$$\delta_{пред}=\pm 100(\delta_{кв}+1/n).$$

Уменьшение погрешности дискретности. При измерении низких частот погрешность дискретности является определяющей составляющей погрешности измерения. Например, если измеряется частота $f_x=5$ Гц при $\Delta t_к=1$ с, то максимальное значение абсолютной погрешности дискретности ± 1 Гц, а максимальное значение относительной погрешности составит 20%, что недопустимо велико.

Таким образом, из-за больших погрешностей дискретности низкие частоты непосредственно измеряются цифровым частотомером с невысокой точностью. Поэтому решение задачи уменьшения влияния погрешности дискретности на результате измерения всегда представляло одно из важных направлений разработки цифровой частотоизмерительной техники. Прежде, чем рассматривать цифровые частотомеры с микропроцессорами, радикально решающие указанную задачу, остановимся на четырех способах уменьшения погрешности дискретности при измерении частоты.

Первый способ очевиден: он сводится к *увеличению длительности временных ворот*, т. е. продолжительности измерения. Но возможности такого способа ограничены, так, нередко для получения высокой точности требуется очень большая продолжительность измерения. В обычных цифровых частотомерах (не содержащих микропроцессоры) максимально возможная длительность временных ворот $\Delta t_к=10$ с.

Второй способ сводится к увеличению числа импульсов, заполняющих временные ворота, достигаемому *умножением частоты исследуемого сигнала*. При этом максимальная абсолютная погрешность меняется (если неизменна длительность ворот), но уменьшается относительная погрешность. Осуществление данного способа сопряжено с применением дополнительного блока — умножителя частоты, что усложняет и удорожает аппаратуру.

Третий способ, учитывающий случайную природу погрешности дискретности, предполагает *проведение многократных наблюдений* (единичных измерений) и *усрденение их результатов*. Это эффективный путь уменьшения влияния случайной погрешности на результат измерения.

Четвертый способ заключается в *непосредственном измерении периода* исследуемого сигнала с последующим вычислением числового значения, обратного результату измерения периода. Этот путь позволяет резко уменьшить погрешность дискретности при измерении низких частот.

Воспользуемся приведенным ранее примером, чтобы ощутить достигаемый эффект. Измеряемое значение частоты 5 Гц. При непосредственном измерении относительная погрешность дискретности составляла 20%, если $\Delta t_к = 1$ с. Увеличение длительности ворот до 10 с приведет к тому, что указанная погрешность уменьшится до 2%, но это во многих случаях неприемлемо.

Перейдем к измерению периода. Частоте $f_x = 5$ Гц соответствует период $T_x = 0{,}2$ с. Заполним его счетными импульсами, частота следования которых 10 МГц (что обычно имеет место в цифровых частотомерах). Так как $T_{сч} = 10^{-7}$ с, то относительная погрешность дискретности измерения периода составит

$$\delta_T = \pm T_{сч}/T_x = \pm 5 \cdot 10^{-7} \text{ или } \delta_T = \pm 0{,}00005\%.$$

Принимая во внимание, что при малых погрешностях измерения периода относительная погрешность измерения частоты равна относительной погрешности измерения периода, т. е.

$$\delta_f = \delta_T, \qquad (4.16)$$

несложно заключить, что косвенное измерение частоты в данном случае позволило резко повысить точность по сравнению с прямым измерением частоты: относительная погрешность дискретности уменьшилась в 400 000 раз.

Не следует забывать, что при пользовании обычными цифровыми частотомерами для нахождения искомого значения частоты по результату измерения периода требуются вычисления, проводимые вручную (с помощью микрокалькулятора).

В дальнейшем нам понадобится соотношение между абсолютными погрешностями дискретности Δ_f и Δ_T. Поскольку $\delta_f = \Delta f/f_x$ и $\delta_T = \Delta_T/T_x$, то из равенства $\delta_f = \delta_T$ следует, что

$$\Delta f = f^2_x \Delta_T = f^2_x / F_{сч}. \qquad (4.17)$$

4.5. МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ ЦИФРОВЫЕ ЧАСТОТОМЕРЫ

Применение микропроцессорных систем в цифровых частотомерах позволяет автоматизировать установку требуемого диапазона частот и вычислительные процедуры (в частности, нахождение значения частоты, обратного результату прямого измерения периода), осуществить управление всеми блоками частотомера и организовать их взаимодействие, задавать требуемую длительность временны́х ворот (например, 1 с) и формировать их непосредственно в микропроцессоре, программировать выполнение набора функций в многофункциональных приборах, обрабатывать результаты наблюдений, осуществлять автоматический контроль работоспособности частотомера, получать отображение результатов измерений в удобной форме, снижать потребляемую мощность.

Использование микропроцессорной системы не исключает наличия в составе прибора набора стандартных блоков электронной техники (таких как формирователи импульсов, логические элементы, делители частоты и т. п.), составляющих аппаратную часть частотомера. Но по сравнению с обычными приборами, содержащими схемы с жесткой логикой, аппаратная часть сокращена и, кроме того, отпадает необходимость в электромеханической коммутации блоков для изменения функций прибора.

Рассмотрим примеры микропроцессорных частотомеров.

Сервисный цифровой частотомер. Это сравнительно простой вариант частотомера, входящего в состав сервисного мультиметра [94]. Для дополнения функций последнего измерением частоты в состав этого прибора введена специально разработанная (заказная) измерительная интегральная схема. Описываемый прибор измеряет частоту в сравнительно узком (для цифровых частотомеров) диапазоне — от 20 Гц до 200 кГц, который разбит на четыре поддиапазона с верхними граничными частотами 200 Гц, 2, 20 и 200 кГц соответственно.

Структурная схема частотомера приведена на рис. 4.19. Конструктивно формирователи импульсов и временных ворот, мультиплексоры, временной селектор, генератор, вырабатывающий счетные импульсы с частотой следования $F_{сч} = 400$ кГц и 12-разрядный двоичный счетчик расположены внутри специализированной интегральной схемы (конкретные данные приводятся для того, чтобы сделать описание работы прибора более наглядным; те же принципы могут быть осуществлены и при иных значениях характеристик).

Частоты от 20 Гц до 2 кГц определяются косвенным путем: непосредственно измеряется период и по результату измерений мик-

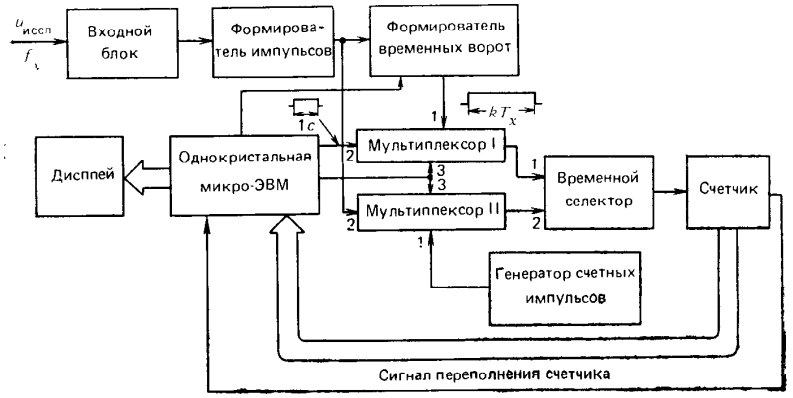


Рис. 4.19

ро-ЭВМ вычисляет значение частоты. Для частот, лежащих в пределах 2...200 кГц, осуществляется прямое измерение. Целесообразность такого решения подтверждают следующие расчетные данные. При косвенном измерении значения частоты $f_x=20$ Гц максимальная абсолютная погрешность дискретности, определяющая разрешающую способность, согласно (4.17) $\Delta f=400/400\cdot10^3=0{,}001$ Гц, а при прямом измерении того же значения частоты с установленной длительностью временных ворот 1 с эта погрешность будет 1 Гц. Для частоты 200 Гц абсолютные погрешности соответственно получатся 0,1 Гц и 1 Гц. Легко установить, что косвенное измерение частоты 2 кГц сопровождается абсолютной погрешностью $\Delta f=10$ Гц, а прямое — $\Delta f=1$ Гц.

Рассмотрим работу измерителя, изображенного на рис. 4.19, используя графики на рис. 4.20.

Напряжение исследуемого сигнала (рис. 4.20,*а*), значение частоты f_x которого требуется измерить, поступает через входной блок на формирователь импульсов, где преобразуется в периодическую последовательность положительных импульсов (рис. 4.20,*б*). Они подаются в формирователь временных ворот, содержащий делитель частоты, у которого устанавливается одно из двух значений коэффициента деления q: 16 или 128.

Измерительная процедура всегда начинается с измерения периода. Это регламентируется подачей сигнала с микро-ЭВМ на управляющие входы обоих мультиплексоров, при наличии которого входы *1* и *2* временного селектора соединяются со входами *1* мультиплексора *I* и *II* соответственно. Одновременно у делителя частоты формирователя временных ворот устанавливается коэффициент деления $q_1=16$. В результате на вход *1* временного селектора поступает стробирующий импульс — временные ворота длительностью $q_1T_x=16T_x$ (рис. 4.20,*в*), где T_x — период исследуемого сигнала, а к входу *2* временного селектора подводятся счетные импульсы от генератора, заполняющие стробирующий импульс (рис. 4.20,*г*). Их число $N=q_1F_{сч}T_x=64\cdot10^5/f_x$. Например, при измерении частоты $f_x=20$ Гц получается число $N=320\,000$. Поскольку оно в несколько раз больше емкости счетчика $C=2^{12}=4096$, то последний в процессе поступления импульсов многократно переполняется. Сигналы переполнения и остаточное двоичное число, фиксируемое счетчиком, поступают в микро-ЭВМ и оттуда — после вычисления значения частоты — на дисплей. Он отображает результат в виде десятичного числа с указанием единиц измерения частоты.

Если значение T_x периода исследуемого сигнала окажется недостаточно большим, то микро-ЭВМ, сохраняя тот же режим измерения, автоматически устанавливает у делителя частоты коэффициент деления $q_2=128$, после чего длительность стробирующего импульса становится равной $128T_x$. Может оказаться, что и теперь число импульсов, заполняющих временные ворота, относительно мало. Тогда микро-ЭВМ так изменит режим работы, что прибор будет измерять частоту непосредственно.

При переводе прибора в режим прямого измерения частоты по управляющему сигналу микро-ЭВМ входы *1* и *2* временного селектора подключаются к входам *2* мультиплексоров *I* и *II* соответственно (рис. 4.19). После этого на вход *1* временного селектора подается из микро-ЭВМ стробирующий импульс (временные ворота) длительностью 1 с (рис. 4.20,*д*), а на вход *2* временного селектора поступает с выхода формирователя импульсов периодическая последовательность импульсов с частотой следования f_x (рис. 4.20,*б*). Счетчик подсчитывает число импульсов, попадающих во временные ворота (рис. 4.20,*е*). Зафиксированное в счетчике число и сигналы переполнения, если они появляются, подаются в микро-ЭВМ, которая после обработки передает результат измерения на дисплей.

В частотомере, выполненном по схеме, изображенной на рис. 4.19, может быть осуществлен автоматический контроль (самоконтроль) нормального функционирования прибора. Для этого по команде микро-ЭВМ выход генератора счетных импульсов, следующих с частотой $F_{сч}$, подключается к входу прибора, который работает в режиме измерения частоты. При нормальном функционировании частотомера дисплей будет показывать значение $F_{сч}$. Возможен и иной вариант соединений согласно управляющему сигналу микро-ЭВМ: вход *2* мультиплексора *I* соединяется со входом *1* временного селектора (на этот вход подается стробирующий импульс длительностью $\Delta t_к=1$ с), а его вход *2* подключается к входу *1* мультиплексора *II* (к данному входу подводятся счетные импульсы). Дисплей отображает значение $F_{сч}$, если схема нормально функционирует.

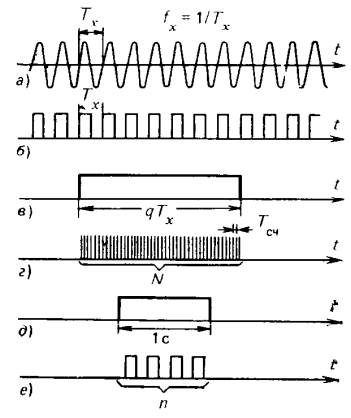


Рис. 4.20

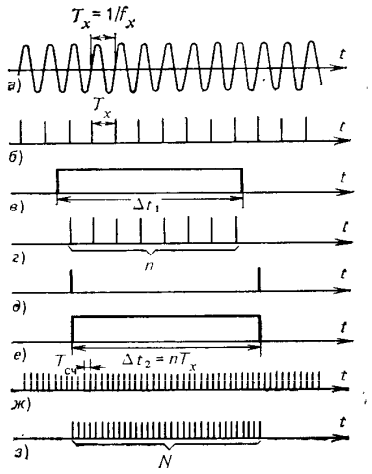


Рис. 4.21

Цифровой частотомер повышенной точности. Большой интерес представляют приборы, измеряющие частоты в широком диапазоне (например, от 0,01 Гц до 320 МГц или от 10 Гц до 1 ГГц) с малой погрешностью дискретности, максимальное значение которой остается постоянным во всем диапазоне измерений. Органичной частью таких приборов служат микропроцессорные системы, без которых крайне сложно осуществить вычисления, диктуемые алгоритмом измерения, и управление блоками прибора, а также режимами его работы.

Сначала рассмотрим идею оригинального варианта метода дискретного счета, позволяющего измерять частоту с малой и постоянной погрешностью в широком диапазоне, а затем выясним, как эта идея осуществляется аппаратурно.

Предположим, что исследуемый периодический сигнал, значение частоты f_x которого требуется найти, — сигнал синусоидальной формы (рис. 4.21,*а*). Он преобразуется в периодическую последовательность импульсов (рис. 4.21,*б*), период T_x следования которых равен периоду исследуемого сигнала. Независимо от этой последовательности формируются первые временные ворота длительностью Δt_1 (рис. 4.21,*в*). Они заполняются n импульсами периодической последовательности (рис. 4.21,*г*). Число n фиксируется. Согласно (4.13) отношение $n/\Delta t_к$ соответствует значению f'_x измеряемой частоты. Его отклонение от значения f_x определяется погрешностью дискретности, уменьшение которой и является целью применения данного метода.

Одновременно формируются вторые временные ворота, такие, что их фронт соответствует импульсу последовательности, появившемуся сразу после начала первых ворот, а срез — импульсу, возникающему сразу после окончания первых ворот (рис. 4.21, *д* и *е*). Таким образом длительность вторых временных точно равна целому числу периодов исследуемого сигнала, т. е. $\Delta t_2 = nT_x$ (рис. 4.21,*е*). Фронт и срез образованных ворот синхронизированы с моментами появления импульсов периодической последовательности, сформированной из исследуемого сигнала, поэтому погрешность округления исключается. Вторые временные ворота заполняются счетными импульсами (рис. 4.21,*ж*), число N которых (рис. 4.21,*з*) фиксируется.

Формулу для нахождения значения измеряемой частоты можно получить следующим путем. Число импульсов, попавших во вторые временные ворота, как это видно из рис. 4.21,*е* и *з*, определяется отношением $N = nT_x/T_{сч} = nF_{сч}/f_x$, откуда

$$f_x = (n/N)F_{сч}, \qquad (4.18)$$

где $F_{сч}$ — частота следования счетных импульсов, значение которой известно.

Точность измерения частоты определяется погрешностью дискретности измерения интервала времени nT_x.

Получим выражение для относительной погрешности дискретности δ_f измерения частоты, для чего сначала определим максимальное значение относительной погрешности дискретности измерения интервала времени $\Delta t_2 = nT_x$. Так как этот интервал заполняется счетными импульсами с периодом следования $T_{сч}$, то максимальная абсолютная погрешность $\Delta_2 = \pm T_{сч}$, а максимальная относительная погрешность

$$\delta_2 = \pm T_{сч}/\Delta t_2 = \pm T_{сч}/nT_x. \qquad (4.19)$$

Равенство $nT_x = \Delta t_2$ можно представить в виде $f_x = n/\Delta t_2$. Тогда в соответствии с правилами вычисления погрешностей косвенных измерений погрешность измерения функции f_x связана с погрешностью измерения аргумента Δt_2 соотношением (с точностью до второго порядка малости): $\delta_f = \delta_2$. После подстановки δ_2 из (4.19) получим

$$\delta_f = \pm T_{сч}/nT_x = \pm (f_x/n)\, T_{сч}. \qquad (4.20)$$

Согласно (4.13) можно записать равенство $\Delta t_1 = n/f'_x$. Подставив в (4.20) вместо f_x/n отношение $f'_x/n = 1/\Delta t_1$, будем иметь

$$\delta_f = \pm T_{сч}/\Delta t_1 = \pm 1/F_{сч}\Delta t_1. \qquad (4.21)$$

Формула (4.21) приводит к выводу, что максимальное значение относительной погрешности дискретности измерения частоты изложенным вариантом метода дискретного счета не зависит от значения измеряемой частоты и, следовательно, постоянно во всем диапазоне измерения.

При частоте следования счетных импульсов $F_{сч} = 10$ МГц и длительности первых временных ворот $\Delta t_1 = 1$ с (как это имеет место в некоторых частотомерах) максимальное значение относительной погрешности дискретности $\delta_f = \pm 10^{-7}$.

Если при измерении интервала времени $\Delta t_2 = Tn_x$ применить метод интерполяции, то для той же частоты следования счетных импульсов $F_{сч} = 10$ МГц и той же длительности первых временных ворот $\Delta t_1 = 1$ с получим $\delta_f = \pm 10^{-10}$.

Теперь рассмотрим структурную схему прибора, осуществляющего измерения согласно рассмотренному варианту метода дискретного счета (рис. 4.22). Фигурирующие в схеме логические элементы $И_1$, $И_2$, НЕ относятся к блоку формирования и управления, но изображены вне его для большей наглядности.

Исследуемый сигнал частотой f_x (рис. 4.21,*а*) передается через входной блок в формирователь импульсов, где преобразуется в периодическую импульсную последовательность (рис. 4.21,*б*). Она поступает на первый вход временного селектора *1*, к входу *2* которого подводится вырабатываемый внутри микропроцессора стробирующий импульс, представляющий собой первые временные ворота длительностью $\Delta t_1 = 1$ с (рис. 4.21,*в*). Заполняющие эти временные ворота импульсы (рис. 4.21,*г*), подсчитываются счетчиком *1*, в нем фиксируется число n.

Стробирующий импульс, выполняющий роль первых временных ворот, подается с микропроцессора также на вход *2* логического элемента $И_1$ и на вход логического элемента НЕ. Вследствие

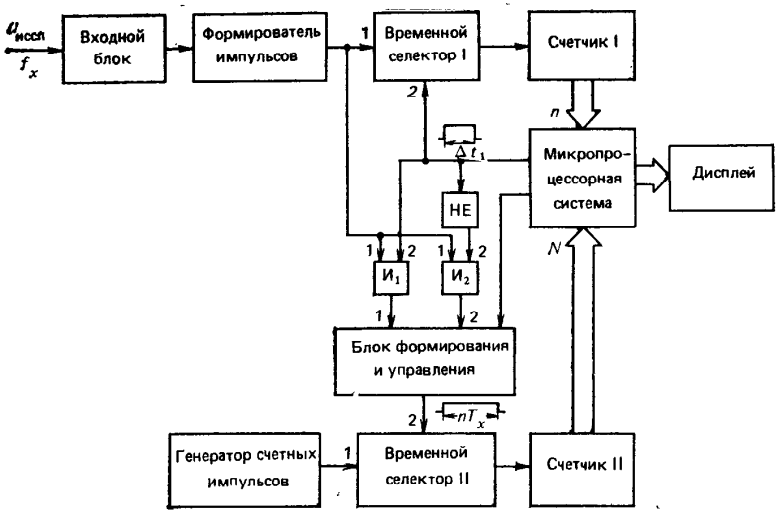


Рис. 4.22

этого импульсы периодической последовательности, подводимые с выхода формирователя к входам *1* логических элементов $И_1$, $И_2$, могут пройти на вход *1* блока формирования и управления, когда на входе *2* элемента $И_1$ имеется стробирующий импульс, а на вход *2* блока формирования и управления, когда на входе логического элемента НЕ отсутствует стробирующий импульс.

Схема формирования вторых временных ворот длительностью nT_x (входы *1* и *2* блока формирования и управления — это ее входы) выполнена на двух триггерах. Особенности ее работы заключаются в следующем. При исходном состоянии схемы импульсы, поступающие на ее вход *2*, не воздействуют на нее. Первый импульс, подводимый через логический элемент $И_1$ к входу схемы, перебрасывает ее первый триггер, это влечет за собой переброс второго триггера, образуется положительный перепад напряжения на его выходе и в результате на выходе схемы формируется фронт вторых временных ворот (рис. 4.21, *д* и *е*). После этого импульсы, подаваемые на вход *1* схемы формирования, состояния ее не меняют. Пока имеется стробирующий импульс на входе логического элемента НЕ, импульсы периодической последовательности не могут проходить через логический элемент $И_2$. Но сразу по окончании действия стробирующего импульса первый импульс последовательности поступает через логический элемент $И_2$ на вход *2* схемы и возвращает второй триггер в исходное состояние. На его выходе образуется отрицательный перепад напряжения — формируется срез вторых временных ворот (рис. 4.21, *д* и *е*). Таким образом, на входе *2* временного селектора *II* получаются

вторые временные ворота длительностью $\Delta t_2 = nT_x$, через которые проходят счетные импульсы (рис. 4.21,*ж*). Попавшие в ворота импульсы (рис. 4.21,*з*) подсчитываются счетчиком *II*, в нем фиксируется число *N*. Микропроцессорная система, в ЗУ которой в виде константы хранится значение $F_{сч}$, вычисляет значение частоты f_x согласно (4.18). Результат вычисления передается на дисплей — цифровой (например, на жидких кристаллах) или электронно-лучевой.

Микропроцессорная система не только осуществляет необходимые вычисления, но и управляет выбором режима и поддиапазона измерений, установкой запятой в показании прибора, а также соответствующих единиц измерения (Гц, кГц, МГц). Наличие микропроцессорной системы позволяет расширить функции, выполняемые прибором: проводить многократные наблюдения и усреднять их результаты, измерять не только частоту, но и период периодического сигнала, интервалы времени, фазовые сдвиги (при наличии дополнительного блока в составе аппаратной части), исключать систематическую погрешность при измерении интервалов времени, обусловленную задержкой опорного и интервального импульсов в каналах передачи сигналов. Кроме того, микропроцессорная система дает возможность осуществлять автоматический контроль нормального функционирования частотомера, включать прибор в измерительную систему посредством интерфейса, выполнять передаваемую через него внешнюю программу измерений (см. § 12.4).

4.6. ГЕТЕРОДИННЫЙ МЕТОД

Сущность гетеродинного метода заключается в сравнении частоты исследуемого напряжения с частотой напряжения перестраиваемого гетеродина, который заранее проградуирован. Приборы, осуществляющие этот метод, называют *гетеродинными частотомерами*. Их используют для измерения в диапазонах высоких и сверхвысоких частот, хотя в настоящее время такие частотомеры как самостоятельные приборы не выпускают. Основное применение гетеродинный метод находит в гетеродинных преобразователях частоты, которые служат для расширения диапазона частот, измеряемых цифровым частотомером (см. § 4.7).

Работа гетеродинного частотомера (рис. 4.23) и методика измерений сво-

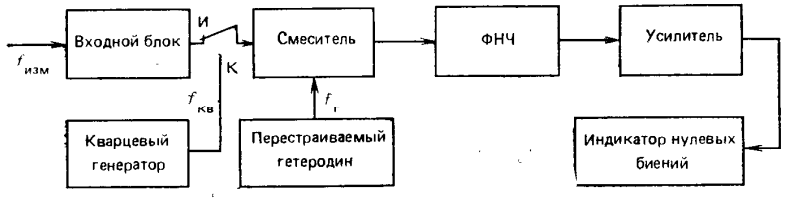


Рис. 4.23

дятся к следующему. В положении И переключателя П на смеситель поступают одновременно напряжения двух частот: измеряемой f_x и гетеродина $f_г$. На выходе смесителя получаются напряжения комбинационных частот, и в том числе биений. Гетеродин перестраивают по частоте до появления нулевых (низкочастотных) биений, выделяемых ФНЧ и фиксируемых индикаторным прибором. Индикатор может быть визуальным (осциллограф, стрелочный прибор) или тональным (телефон). После получения нулевых биений по шкале гетеродина определяют частоту его напряжения и, следовательно, f_x, так как при нулевых биениях $f_x = f_г$.

Погрешность измерений складывается из погрешности меры, т. е. нестабильности частоты и непостоянства градуировочной характеристики гетеродина, погрешностей сравнения и фиксации нулевых биений. Для уменьшения погрешности, связанной с градуировкой гетеродина, в схемах частотомеров предусмотрен кварцевый генератор, выполняющий функции образцовой меры. С его помощью поверяют и корректируют градуировочную характеристику шкалы гетеродина. Эту операцию производят после предварительного (ориентировочного) измерения неизвестной частоты. Для этого переключатель рода работы ставят в положение К. К смесителю помимо гетеродина оказывается подключенным кварцевый генератор, напряжение которого содержит много гармоник. Отсчетный лимб гетеродина устанавливают в положение, соответствующее ближайшей к измеряемой частоте гармонике — «кварцевой точке». Индикаторный прибор фиксирует наличие биений, которые с помощью «корректора» гетеродина доводят до нулевых. Если у гетеродина отсутствует «корректор», то шкалу проверяют в соседних по обе стороны от f_x точках, производят линейную интерполяцию и вводят поправку, уточняющую градуировочную характеристику. После корректировки кварцевый генератор отключают и на смеситель подают сигнал измеряемой частоты. Гетеродин настраивают на частоту, при которой получаются нулевые биения, и делают окончательный отсчет по его шкале.

В диапазоне СВЧ применяют гетеродины, основная частота напряжения которых во много раз ниже измеряемой. При этом используются высшие гармоники гетеродина. Измеряемая частота сравнивается с частотой n-й гармоники гетеродина при нулевых биениях.

При смешении напряжений гетеродина и источника измеряемой частоты возможны биения между различными гармониками[1], например между второй гармоникой источника и пятой гетеродина. В ряде случаев эти явления используют для расширения диапазона гетеродинного частотомера. Иногда же они нежелательны, так как усложняют процесс измерений.

Гетеродинные измерители частоты характеризуются следующими основными параметрами: классом точности, диапазоном измеряемых частот, диапазоном частот гетеродина, значениями опорных[2] частот и их погрешностями, чувствительностью и др.

[1] Так как смеситель является нелинейным элементом, то биения частоты $F_б = mf_1 - nf_2$ возможны и при чисто синусоидальных напряжениях частот f_1 и f_2.

[2] Опорными называют частоты кварцевого генератора, по которым поверяют шкалу гетеродина.

4.7. ШИРОКОДИАПАЗОННЫЕ ЧАСТОТОМЕРЫ

Верхнюю границу частот, непосредственно измеряемых цифровыми частотомерами, работающими по методу дискретного счета, характеризуют значения от 500 МГц до 1 ГГц. Для измерения более высоких значений разработаны различные способы расширения диапазона частот [46, 113].

Сочетание цифрового частотомера и гетеродинного преобразователя частоты. Такое аппаратурное решение существенно расширяет диапазон измеряемых значений частоты. Например, цифровой частотомер, непосредственно работающий в диапазоне 0,1 Гц ... 300 МГц, совместно с комплектом преобразователей частоты[1] измеряет частоты в пределах от 0,1 Гц до 78,33 ГГц.

Преобразователи характеризуются диапазоном преобразуемых частот, чувствительностью по напряжению, погрешностью преобразования, способом отсчета результатов измерения, уровнем автоматизации процедуры измерений. Структурные схемы гетеродинных преобразователей разнообразны.

На рис. 4.24 представлен вариант прибора, в котором преобразователь дополняет цифровой частотомер. Работа прибора сводится к следующему.

При разомкнутом ключе частотомер используется как самостоятельный прибор. В этом случае напряжение измеряемой частоты f_x подается на вход *1*, причем пределы измеряемых частот определяются рабочим диапазоном частотомера. Замыканием ключа схема преобразуется в своеобразный гетеродинный частотомер. В отличие от обычных в подобном гетеродинном частотомере отсутствует кварцевый калибратор, так как основная частота гетеродина не калибруется, а измеряется электронно-счетным частотомером. Вследствие использования большого числа гармоник гетеродина становится возможным измерять частоты в широком диапазоне.

Методика измерения такова. Сигнал подводят к входу *2*. При нулевых биениях между напряжением сигнала и одной из гармоник перестраиваемого гетеродина, фиксируемых индикатором, основную частоту гетеродина $f_г$ изме-

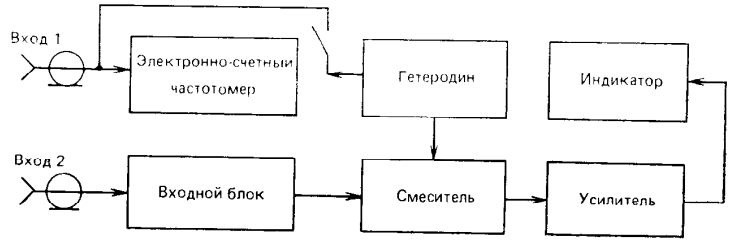


Рис. 4.24

[1] Преобразователи частоты сигнала — это устройства для преобразования (переноса) частоты или спектра сигнала в ту область частот, где наиболее целесообразно проводить измерения.

ряют цифровым частотомером. Измеряемая частота f_x определяется произведением показания счетчика на номер гармоники n. Последний легко найти, если приблизительно известно значение f_x, так как $f_x = nf_г$. Когда f_x не известна, номер гармоники определяют следующим образом. Получив нулевые биения, фиксируют по электронно-счетному частотомеру основную частоту гетеродина $f_{г1}$. Если при этом использовалась n-я гармоника гетеродина, то $f_x = nf_{г1}$. Затем плавно уменьшают частоту гетеродина до повторного появления нулевых биений. Теперь уже биения образуются между напряжением сигнала и $(n+1)$-й гармоникой гетеродина. Показания счетчика прибора в момент нулевых биений равны $f_{г2}$. Измеряемая частота та же, что и в первом случае нулевых биений. Следовательно, $f_{изм} = (n+1)f_{г2}$. Из равенства $nf_{г1} = (n+1)f_{г2}$ находим: $n = f_{г2}/(f_{г1} - f_{г2})$.

Автоматический частотомер на основе микропроцессорной системы и синтезатора частоты. Подобные приборы позволяют проводить без перестроек измерения частот, значения которых заключены в широком диапазоне (например, от 10 Гц до 18 ГГц или от 10 Гц до 32 ГГц), при разрешающей способности 1 Гц.

На рис. 4.25 изображена структурная схема широкодиапазонного частотомера с программируемым синтезатором частот, управляемым микропроцессорной системой. Он выполняет роль гетеродина.

Синтезатор частот — это устройство, преобразующее сигнал с фиксированным значением частоты, вырабатываемой образцовым (высокостабильным) источником, в сигнал, дискретные значения частоты которого устанавливаются с требуемым шагом в определенном диапазоне частот. В схеме частотомера переход от одного

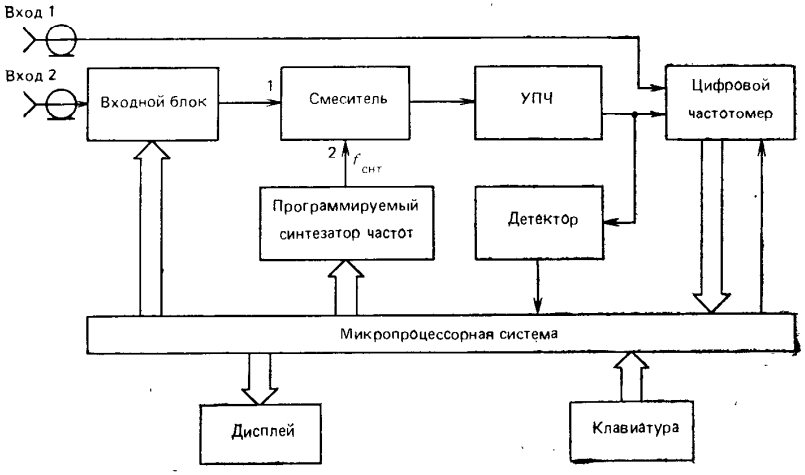


Рис. 4.25

значения частоты к другому осуществляет микропроцессорная система.

Для нахождения значения частоты в поддиапазоне от 10 Гц до 300 МГц напряжение исследуемого сигнала подается на вход *1*. Измерение выполняет непосредственно цифровой частотомер. При более высоких значениях частоты $f_{изм}$ выход источника сигнала соединяется со входом *2* прибора. Работа схемы заключается в следующем.

Напряжение исследуемого сигнала поступает через входной блок на вход *1* смесителя, к входу *2* которого подводится напряжение выходного сигнала программируемого синтезатора частот. Микропроцессорная система изменяет значение частоты $f_{снт}$ выходного сигнала синтезатора до тех пор, пока разность значений измеряемой частоты и n-й гармоники выходного сигнала синтезатора ($f_{изм} - nf'_{снт}$ или $nf'_{снт} - f_{изм}$) примет значение $f'_{пр}$, находящееся в полосе пропускания усилителя промежуточной частоты (УПЧ). При этом детектор, включенный на выходе УПЧ, формирует сигнал-команду, по которой микропроцессорная система прекращает дальнейшую перестройку частоты синтезатора. Значение $f'_{пр}$ измеряется цифровым частотомером и результат измерения направляется в память системы.

Искомое значение частоты определяется по одной из двух формул:

$$f_{изм} = \begin{cases} nf'_{снт} + f'_{пр} & \text{при } f_{изм} > nf'_{снт}, \quad (4.22) \\ nf'_{снт} - f'_{пр} & \text{при } f_{изм} < nf'_{снт}, \quad (4.23) \end{cases}$$

где $f'_{снт}$ — значение основной частоты выходного сигнала синтезатора, установленное микропроцессорной системой, а n — номер используемой гармоники.

Определение числа n и того, какая из формул [(4.22) или (4.23)] должна быть использована для вычислений, производится автоматически по следующей методике. Микропроцессорная система уменьшает значение основной частоты выходного сигнала синтезатора $f'_{снт}$ на Δf (причем $\Delta f \ll f_{пр}$), в результате получается $f''_{снт} = f'_{снт} - \Delta f$. Измерительная процедура повторяется. На выходе УПЧ появляется сигнал разностной частоты, значение которой $f''_{пр}$ измеряется частотомером. Результат измерения направляется в микропроцессорную систему, которая вычисляет номер гармоники по формуле

$$n = |f'_{пр} - f''_{пр}|/\Delta f, \quad (4.24)$$

а также сравнивает значения $f''_{пр}$ и $f'_{пр}$. Если $f''_{пр} > f'_{пр}$, то, как несложно установить, имеет место соотношение $f_{изм} > nf'_{снт}$ и значение $f_{изм}$ находится по (4.22). Неравенство $f'_{пр} > f''_{пр}$ говорит о том, что $f_{изм} < nf'_{снт}$, и соответственно используется (4.23).

4.8. МЕТОДЫ СРАВНЕНИЯ С ЧАСТОТОЙ ДРУГОГО ИСТОЧНИКА ПОСРЕДСТВОМ ОСЦИЛЛОГРАФА

Методы сравнения применяют главным образом для градуировки и поверки генераторов сигналов, задающих генераторов приборов, калибраторов осциллографов и т. д.

Для сравнения необходимо иметь второй источник сигнала — обычно образцовый генератор, точность которого по крайней мере в 5 раз выше точности контролируемого источника, и устройство для сличения частот. Часто таким устройством служит осциллограф. Рассмотрим методы сравнения, реализуемые с помощью осциллографических индикаторов в диапазоне частот от 10 Гц до 10 ... 20 МГц.

Метод интерференционных фигур. Для сравнения измеряемой частоты с частотой образцового источника посредством осциллографа напряжение известной частоты $f_{обр}$ образцового источника подается на один вход осциллографа (например, вход X), а напряжение измеряемой частоты $f_{изм}$ — на второй (например, вход Y). Частоту образцового генератора перестраивают до получения на экране осциллографа устойчивого изображения простейшей интерференционной фигуры: прямой, окружности или эллипса. Появление одной из этих фигур свидетельствует о равенстве частот напряжений, поданных на оба входа осциллографа (отношение $f_{изм} : f_{обр} = 1 : 1$) (рис. 4.26).

Если точное равенство частот не достигнуто, т. е. $f_{изм} = f_{обр} \pm F_р$, то фигура непрерывно изменяется, принимая форму эллипсов с переменной длиной осей или прямой. При подобных измерениях частоты отчетливо проявляются погрешность меры — нестабильность образцовой частоты и погрешность сравнения $F_р$. На низких частотах погрешность сравнения $F_р$ можно определить, сосчитав

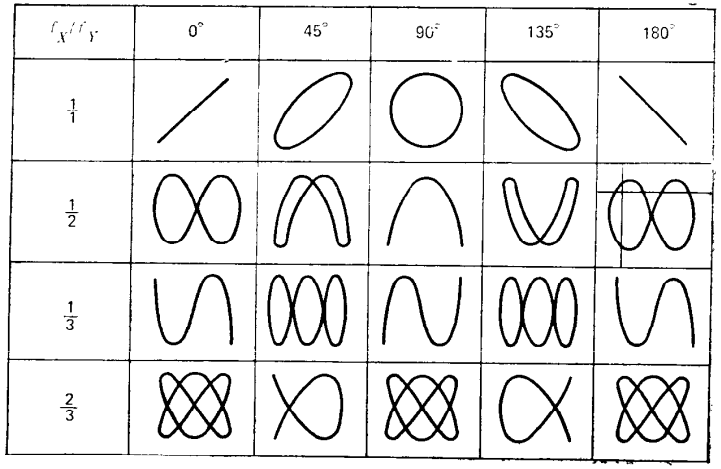


Рис. 4.26

число p периодов изменения фигуры за определенный интервал времени[1] Δt. Тогда $F_р = p/\Delta t$.

Когда частоты не равны друг другу, но кратны, на экране осциллографа наблюдаются более сложные фигуры. Вид фигуры при данном соотношении частот зависит от начального фазового сдвига напряжений на входах X и Y осциллографа (рис. 4.26). Еще сложнее фигуры для дробного отношения частот.

Соотношение частот определяется следующим способом. Через изображение фигуры мысленно проводят две прямые линии: горизонтальную и вертикальную (правый столбец на рис. 4.26). Отношение числа m пересечений горизонтальной прямой с фигурой к числу n пересечений вертикальной прямой с фигурой равно отношению частоты напряжения, поданного на вход канала Y, к частоте напряжения, поданного на вход канала X осциллографа:

$$f_Y/f_X = m/n. \qquad (4.25)$$

При больших m или n пользоваться методом интерференционных фигур трудно.

Подобным способом измеряют также частоту следования импульсов. В этом случае импульсное напряжение подают на вход Y осциллографа, а синусоидальное напряжение от источника известной частоты — на вход X. Плавно изменяя частоту синусоидального напряжения, добиваются устойчивого или очень медленно перемещающегося изображения одиночного импульса на экране осциллографа. Это свидетельствует о том, что частота следования импульсов $F_с$ равна частоте синусоидального напряжения F_{sin} или в целое число раз меньше ее. Для установления однозначности измеряемой частоты применяют специальную методику.

Описанный метод рационален при измерении частоты следования импульсов периодической последовательности, характеризуемой большой скважностью.

Метод круговой развертки с модуляцией яркости. Этот метод применяют тогда, когда сравниваемые частоты кратны, но отношение их велико.

Если измеряемая частота $f_{изм}$ выше частоты образцового генератора $f_{обр}$, то напряжение частоты $f_{обр}$ подается одновременно на оба входа осциллографа со сдвигом по фазе на 90°, достигаемым с помощью фазорасщепителя. Усиления обоих каналов регулируют так, чтобы луч вычерчивал на экране окружность. Напряжение измеряемой частоты подают в канал управления яркостью. Частоту образцового источника перестраивают до получения на экране неподвижного изображения, состоящего из ярких отрезков окружности с одинаковыми темными промежутками между ними (рис. 4.27). Число ярких дуг или темных промежутков между дугами однозначно определяет отношение $N = f_{изм}/f_{обр}$ (8 : 1 на

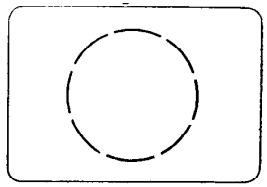


Рис. 4.27

[1] Очевидно, это возможно, когда $F_р < 1...2$ Гц. Следовательно, измерять весьма высокие частоты подобным методом можно в случае высокой стабильности частот напряжений обоих источников: образцового и измеряемого. Так, при $f_{изм} = 10$ МГц допустимая нестабильность $\delta_f = 10^{-7}$. Верхнюю граничную частоту можно существенно увеличить, если между источником напряжения высокой частоты и входом осциллографа включить делитель частоты.

рис. 4.27). При дробно-рациональных отношениях частот вращающийся луч вычерчивает либо сплошь засвеченную окружность, либо штриховую окружность, для которой характерны меньшая яркость дуг и меньшие промежутки между ними, чем при кратных частотах. Число светящихся отрезков равно большему из значений $f_{изм}$ и $f_{обр}$.

Если отношение частот $f_{изм}$ и $f_{обр}$ немного отличается от целого числа, т. е. $f_{изм}=Nf_{обр}\pm F_р$ (частота $F_р$ сравнительно мала), то фигура, состоящая из дуг, вращается, причем направление вращения показывает знак расхождения частот[1]. Степень этого расхождения (и обусловленную им погрешность измерения частоты) можно определить следующим образом: сосчитать с помощью секундомера число d дуг, пробегающих через определенную радиальную линию на экране за фиксированный промежуток времени Δt. Тогда расхождение $F_р$ может быть найдено из формулы

$$F_р=d/\Delta t.$$

Аналогичным способом можно измерить и частоту следования импульсов. В этом случае напряжением генератора известной частоты осуществляется круговая развертка, а импульсное напряжение измеряемой частоты подается в канал управляющего электрода трубки. Получаемая на экране картина зависит от полярности измеряемых импульсов. Если они положительны, т. е. повышают яркость свечения, то с помощью регулятора яркости гасят изображение окружности круговой развертки и на экране наблюдаются светящиеся точки. Изменением частоты синусондального напряжения добиваются неподвижного положения точек. Тогда число светящихся точек M определяется отношением $M=F_с/F_{sin}$.

При отрицательных импульсах, амплитуда которых достаточна для гашения луча, на круговой развертке появляются разрывы (темные места), если частота следования импульсов в целое число раз выше частоты синусондального напряжения. Число разрывов $M=F_с/F_{sin}$. В первом варианте — подсветка луча — возможна многозначность при дробно-рациональном отношении частот; второй вариант — гашение луча импульсами, следующими с измеряемой частотой, — позволяет исключить многозначность: при дробном отношении M разрывы наблюдаться не будут, так как полученные при первом обороте луча разрывы засвечиваются при последующих оборотах.

Процесс измерений при гашении луча импульсами становится более эффективным, если подавать короткие импульсы на управляющий электрод не непосредственно, а через интегрирующую цепочку, растягивающую измеряемый импульс. Это увеличивает разрывы и делает их более заметными.

Рассмотренный способ измерения наиболее эффективен при значительных длительностях импульсов и небольших скважностях.

4.9. МЕРЫ ЧАСТОТЫ

В соответствии с общей классификацией средств измерения по их метрологическим функциям (§ 1.2) меры частоты делят на *эталоны, образцовые и рабочие меры*, а согласно принципу действия различают *квантовые меры и кварцевые генераторы*[1].

В квантовых мерах в качестве опорной частоты используют одну из спектральных линий атомов или молекул вещества и соответственно квантовую меру частоты называют *атомной* или *молекулярной*. Если в квантовой мере частоты используют частоту излучения электромагнитных волн одного из переходов атомов или молекул, то такую меру называют *активной*. Если же опорной частотой служит частота поглощения электромагнитных волн одного из переходов атомов или молекул, квантовую меру называют *пассивной*.

В зависимости от применяемого вещества различают рубидиевые, цезиевые и водородные квантовые меры.

Частота электрических колебаний меры не остается постоянной с течением времени. Изменения частоты могут быть систематическими (монотонными) и случайными. Систематические изменения характеризуются относительной (по отношению к номинальному значению частоты) вариацией частоты, а случайные изменения — относительной нестабильностью частоты. Последняя характеристика определяется как среднеквадратическое относительное отклонение действительного значения[2] частоты, причем усреднение проводится за интервал времени, много больший интервала выборки (интервал усреднения обязательно указывается). Принято различать *долговременную нестабильность* (за 30 дней; сутки; 1 ч; 10 мин) и *кратковременную* (за 10; 1; 0,1; 0,01 и 0,001 с).

Кварцевые генераторы применяют в современной измерительной технике преимущественно в качестве образцовых мер частоты. Они обладают достаточно высокими характеристиками. Например, у кварцевого генератора, служащего источником образцовых частот 0,1; 1 и 5 МГц, относительная суточная вариация частоты $5\cdot10^{-10}$, а относительная нестабильность частоты за 10 и 1 с не превышает $1\cdot10^{-11}$. Основным недостатком кварцевых мер частоты является продолжительное время вхождения в режим (от 24 ч до 6 мес для различных типов приборов).

Квантовые меры частоты лишены указанного недостатка и обладают многими достоинствами: практической независимостью частоты от внешних условий и параметров установки (она определяется атомной постоянной), минимальной шириной спектральной линии, малой погрешностью воспроизведения, простотой, надежностью и устойчивостью при весьма продолжительной работе. Основу квантовой меры частоты составляет кварцевый генератор, синхронизируемый по частоте квантового генератора (водородная мера) или квантового дискриминатора (рубидиевая, цезиевая меры). Долговременная нестабильность частоты квантовой меры определяется главным образом нестабильностью частоты квантового генератора или частоты настройки дискриминатора, а кратковременная нестабильность — характеристиками кварцевого генератора и цепей систем автоподстройки.

Приведем основные характеристики рубидиевой, цезиевой и водородной мер частоты. Каждая из них вырабатывает напряжения 1 В на нагрузке сопротив-

[1] Соответствие между знаком $F_р$ и направлением вращения проще всего определить экспериментально, фиксируя направление вращения при заведомо установленных соотношениях $f'_{изм}>Nf_{обр}$ и $f'_{изм}<Nf_{обр}$.

[1] Иногда в качестве рабочих мер частоты используют измерительные генераторы сигналов без кварцевой стабилизации частоты.

[2] Действительное значение частоты меры — среднее значение частоты за стандартный интервал времени, полученное для меры после сличения с образцовой мерой более высокого разряда, а для эталона — с эталоном более высокого ранга.

лением 50 Ом, частоты которых 0,1; 1 и 5 МГц. Соответственно погрешность воспроизведения действительного значения частот $1\cdot10^{-10}$, $3\cdot10^{-12}$ и $3\cdot10^{-12}$ систематические изменения частоты $3\cdot10^{-11}$ (за 30 сут), $3\cdot10^{-12}$ (за год) и $3\cdot10^{-12}$ (за год); относительная нестабильность частоты $2\cdot10^{-11}$, $2\cdot10^{-11}$ и $5\cdot10^{-12}$ за сутки, $2\cdot10^{-11}$, $2\cdot10^{-12}$ и $5\cdot10^{-12}$ за 1 с.

Для поверки местных мер частоты по радио передают сигналы образцовых частот в диапазонах сверхдлинных волн 10 ... 29,9 кГц с дискретностью 100 кГц, длинных волн 66,6, 200 и 100 кГц, коротких волн 2496 ... 30 004 кГц с дискретностью 4 кГц. Сличение с этими сигналами осуществляется посредством приборов, называемых приемниками сигналов эталонных частот и сигналов времени.

Для измерения нестабильности частоты и фазы источников сигналов, характеризующихся высокой стабильностью параметров, применяется частотный компаратор. Совместно с цифровым частотомером, анализатором спектра и самопишущим микроамперметром компаратор измеряет разность значений частот двух периодических сигналов, кратковременную и долговременную нестабильности частоты, девиацию частоты в определенной полосе частот. С помощью компаратора можно быстро и точно подстраивать частоту источника сигналов по местной мере частоты. Для представления о важнейшей характеристике компаратора — вносимой им нестабильности частоты — приведем данные одного из современных приборов: при интервалах наблюдения 100, 1, 0,1, 0,01, 0,001 с относительная нестабильность не превышает соответственно значений $2\cdot10^{-13}$, $1\cdot10^{-12}$, $1\cdot10^{-11}$, $1\cdot10^{-10}$, $1\cdot10^{-9}$.

В нашей стране и за рубежом постоянно ведутся работы, направленные на повышение точности национальных эталонов и снижение погрешностей их сравнения [103].

4.10. ИЗМЕРЕНИЕ ФАЗОВОГО СДВИГА МЕТОДОМ, ОСНОВАННЫМ НА ПРЕОБРАЗОВАНИИ В ИНТЕРВАЛ ВРЕМЕНИ МЕЖДУ ИМПУЛЬСАМИ

Сущность метода. В его основе лежит преобразование двух синусоидальных напряжений u_1 и u_2, фазовый сдвиг которых требуется измерить, в периодические последовательности коротких импульсов, соответствующих моментам переходов этих напряжений через нуль с производными одинакового знака (рис. 4.28). Интервалы времени ΔT между ближайшими импульсами 1 и 2 пропорциональны определяемой разности фаз (предполагается что напряжение u_1 опережает по фазе напряжение u_2). После преобразования измеряется относительное значение интервала времени (по отношению к периоду).

Используя известные выражения $\varphi=\omega\Delta T$ и $\omega=2\pi/T$, легко написать формулу, устанавливающую связь между фазовым сдвигом φ в градусах и относительным интервалом времени:

$$\varphi=360\Delta T/T. \qquad (4.26)$$

Следует подчеркнуть, что преобразование фазового сдвига в интервал времени сопровождается случайной погрешностью, обусловленной действием шумовых помех. Среднеквадратическая оценка подобной погрешности как функция отношения сигнал-помеха при измерении периода гармонического напряжения приводится в § 4.3. Более подробные сведения можно найти в [86].

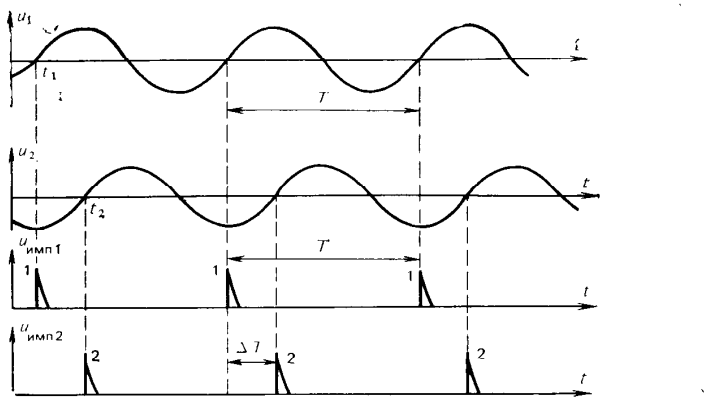


Рис. 4.28

Изложенный метод получил широкое распространение. Он встречается в различных фазометрах, отличающихся друг от друга главным образом способом измерения относительного интервала времени.

Аналоговый и аналого-цифровой фазометры. Двухканальное формирующее устройство, каждый канал которого состоит из входного блока и формирователя (рис. 4.29), преобразует два синусоидальных напряжения в серии коротких импульсов положительной полярности с крутыми фронтами (рис. 4.28 и 4.30,*а* и *б*). Из соседних пар импульсов с помощью триггера формируются прямоугольные импульсы длительностью ΔT (рис. 4.30,*в*). До начала измерений триггер находится в исходном положении. После подачи на оба входа фазометра двух синусоидальных напряжений (сигнал первого канала опережает по фазе сигнал второго канала) на выходах каналов появляются две периодические после-

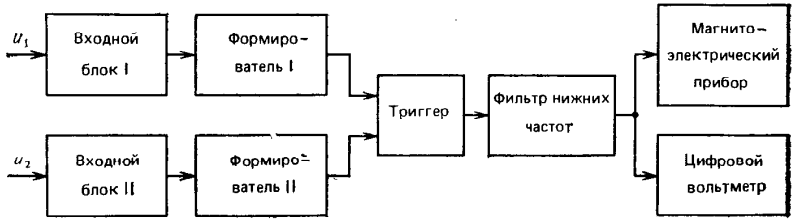


Рис. 4.29

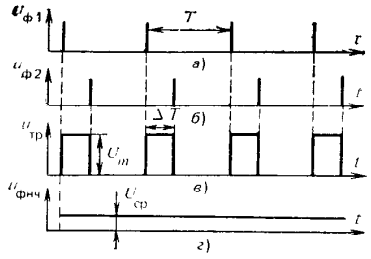


Рис. 4.30

довательности положительных импульсов (рис. 4.30, *а* и *б*). Первый импульс последовательности $u_{ф1}$ (первого канала) перебрасывает триггер. Через интервал ΔT, пропорциональный измеряемому фазовому сдвигу, приходит первый импульс последовательности $u_{ф2}$ (второго канала), возвращающий триггер в первоначальное положение. Через период T процесс повторяется и т. д. Триггер формирует прямоугольные импульсы длительностью ΔT (рис. 4.30,*в*). Периодическая последовательность прямоугольных импульсов усредняется с помощью фильтра нижних частот. Магнитоэлектрический измерительный прибор показывает среднее за период значение напряжения (рис. 4.30,*г*):

$$U_{ср}=U_m\Delta T/T. \qquad (4.27)$$

Сравнение (4.26) и (4.27) приводит к формуле

$$\varphi=360U_{ср}/U_m, \qquad (4.28)$$

из которой видно, что зависимость между величинами φ и $U_{ср}$ линейна. Шкалу индикаторного прибора можно проградуировать непосредственно в градусах (для данного прибора $U_m=\text{const}$). Это аналоговый вариант фазометра. Но напряжение на выходе ФНЧ можно измерять и цифровым вольтметром. При этом фазометр становится аналого-цифровым.

Разрешающая способность прибора

$$\Delta\varphi=360(\Delta U_{ср}/U_m). \qquad (4.29)$$

Изложенный способ позволяет измерять только средний (за время измерения) фазовый сдвиг.

Говоря о погрешностях и классифицируя их по слагаемым измерения, отметим следующее. Схему описанного устройства можно рассматривать как совокупность двух узлов: измерительного преобразователя, преобразующего измеряемый фазовый сдвиг в напряжение постоянного тока, и измерительного прибора — магнитоэлектрического микроамперметра или цифрового вольтметра. Следовательно, преобразователь фазометра определяет погрешность преобразования (ее приведенное значение составляет 1%). Погрешности меры и сравнения зависят от класса точности примененного измерительного прибора (если не учитывать субъективную составляющую погрешности сравнения).

Цифровой фазометр, построенный по схеме с жесткой логикой. Как указывалось в § 4.3, интервалы времени можно измерять методом дискретного счета. Он, естественно, применим и для измерения относительных интервалов времени, соответствующих определяемому фазовому сдвигу.

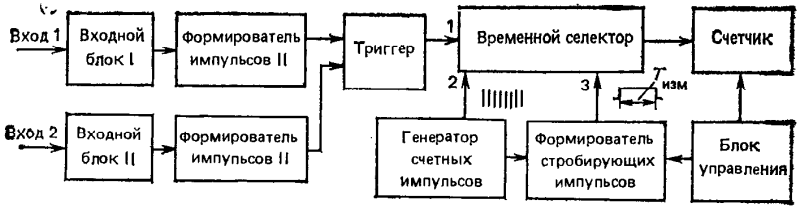


Рис. 4.31

На рис. 4.31 приведена структурная схема цифрового фазометра, измеряющего средние за h периодов фазовые сдвиги. Она состоит из двух частей: измерительного преобразователя (содержащего два канала формирования импульсов из исследуемых синусоидальных сигналов и триггер, формирующий прямоугольные импульсы длительностью, равной временному сдвигу ΔT) и цифрового измерителя. Устройство работает следующим образом.

Исследуемые напряжения, подводимые к входам *1* и *2* прибора, преобразуются в периодические последовательности коротких импульсов, сдвинутые на интервал ΔT. С помощью триггера из этих двух последовательностей формируется периодическая последовательность прямоугольных импульсов длительностью ΔT и периодом следования T (рис. 4.32,*а*). Полученные импульсы подаются на вход *1* временного селектора и заполняются счетными импульсами, подводимыми к входу *2* селектора (рис. 4.31 и 4.32,*а* и *б*). Пачки счетных импульсов (рис. 4.32,*в*) с выхода селектора поступают в счетчик импульсов. На входе *3* временного селектора действует стробирующий импульс, задающий интервал измерения $T_{изм}$ (рис. 4.31 и 4.32,*г*). Его выбирают из условия $T_{изм}\gg T_н$, где $T_н$ — период самого низкочастотного напряжения, исследуемого данным фазометром.

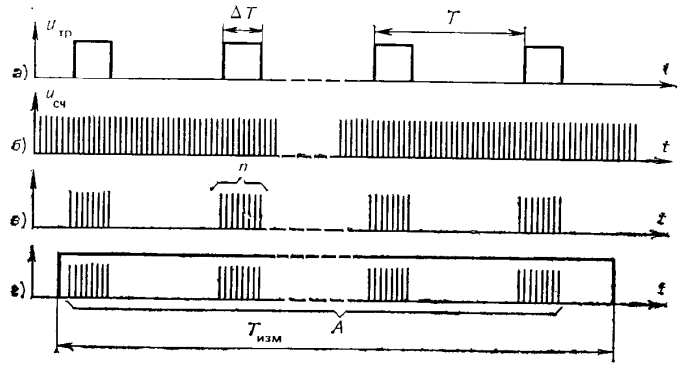


Рис. 4.32

Интервал $T_{изм}$ охватывает h периодов T (коэффициент $h \gg 1$ меняется при изменении периода T), т. е.

$$T_{изм} = hT, \tag{4.30}$$

причем в общем случае h — не целое число. В течение времени $T_{изм}$ пачки счетных импульсов проходят в счетчик, который подсчитывает общее число импульсов A за это время (рис. 4.32,*г*).

Установим связь между показанием счетчика A и измеряемым фазовым сдвигом φ. Пусть число счетных импульсов, попадающих в каждый прямоугольный импульс длительностью ΔT, равно n (рис. 4.32,*а* и *в*). При частоте следования счетных импульсов $F_{сч}$

$$n = F_{сч}\Delta T. \tag{4.31}$$

Так как на один период T исследуемого напряжения приходится один импульс длительностью ΔT, то общее число импульсов A, сосчитанных счетчиком за интервал $T_{изм}$, с точностью до дробной части числа h составит

$$A = hn. \tag{4.32}$$

Сопоставляя (4.30), (4.31) и (4.32), найдем, что

$$A = \frac{T_{изм}}{T} n = T_{изм} F_{сч} \frac{\Delta T}{T}. \tag{4.33}$$

После подстановки в эту формулу отношения $\Delta T/T$ из (4.26) получим:

$$A = T_{изм} F_{сч} \varphi / 360 = k\varphi,$$

где k — постоянный для данного прибора коэффициент, выбираемый равным 10^b. Тогда $\varphi = A \cdot 10^{-b}$. Видно, что данный фазометр прямопоказывающий.

Значение коэффициента $k = T_{изм} F_{сч}/360$ характеризует абсолютную разрешающую способность фазометра. При $k = 10^{-2}$ она равна 0,01.

Следует отметить, что для измерения среднего фазового сдвига рассмотренным методом характерно уменьшение погрешности дискретности по сравнению с имеющей место при измерении одиночного интервала времени. Хотя максимальная абсолютная погрешность дискретности определения длительности одного интервала ΔT составляет $\pm T_{сч}$, результирующая погрешность за время измерения $T_{изм}$ уменьшается, так как результаты измерения всех k интервалов ΔT суммируются, а возникновение частотной погрешности дискретности положительного или отрицательного знака равновероятно.

При измерении фазового сдвига двухканальным фазометром сказывается аппаратурная погрешность $\varphi_{ап}$, обусловленная нендентичностью каналов. Измеренный фазовый сдвиг $\varphi_{изм}$ отличается от истинного сдвига φ на величину $\varphi_{ап}$, т. е. $\varphi_{изм} = \varphi + \varphi_{ап}$. Учесть эту погрешность можно следующим образом. Подадим напряжения u_1 и u_2 соответственно на входы *1* и *2* фазометра. Тогда его показание $A_{п1} = \varphi + \varphi_{ап}$. Затем подведем к обоим входам одно и то же напряжение u_2. В этом случае показание прибора $A_{п2} = \varphi_{ап}$. Разность двух показаний фазометра $A_п = A_{п1} - A_{п2} = \varphi$. В современных цифровых фазометрах коррекция погрешности $\varphi_{ап}$ выполняется автоматически.

Микропроцессорный фазометр. Структурная схема прибора изображена на рис. 4.33. Она состоит из микропроцессорной системы и ряда измерительных преобразователей. Такой цифровой фазометр, помимо общих преимуществ по сравнению с приборами, выполненными по схемам с жесткой логикой работы, обладает еще рядом специфически «фазометрических» достоинств. Одно из них заключается в том, что прибор позволяет измерять фазовые сдвиги за один период исследуемого напряжения. Для пояснения принципа такого измерения воспользуемся графиками, представленными на рис. 4.34.

Синусоидальные напряжения u_1 и u_2, фазовый сдвиг между которыми надлежит измерить, преобразуются в короткие однополярные импульсы (рис. 4.34,*а*—*в*). Из первой пары импульсов *1* и *2* в приборе формируется стробирующий импульс длительностью ΔT (рис. 4.34,*г*). С помощью временного селектора *I* он заполняется счетными импульсами, подаваемыми из микропроцессорной системы с частотой следования $F_{сч}$. Число импульсов, поступающих в счетчик *I* за интервал ΔT (рис. 4.34,*д*):

$$n = F_{сч}\Delta T. \tag{4.34}$$

Параллельно формируется стробирующий импульс длительностью, равной периоду исследуемого синусоидального напряжения (рис. 4.34,*а*, *в*, *е*). Этот стробирующий импульс подается на временной селектор *II* и заполняется счетными импульсами с той же частотой $F_{сч}$. Число импульсов, сосчитанных счетчиком *II* за период T (рис. 4.34,*ж*):

$$N = F_{сч}T. \tag{4.35}$$

Числа n и N передаются из счетчиков *I* и *II* в микропроцессорную систему, где вычисляется отношение n/N. После умноже-

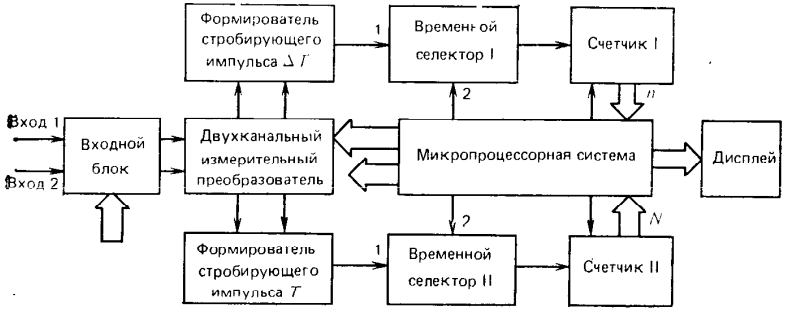


Рис. 4.33

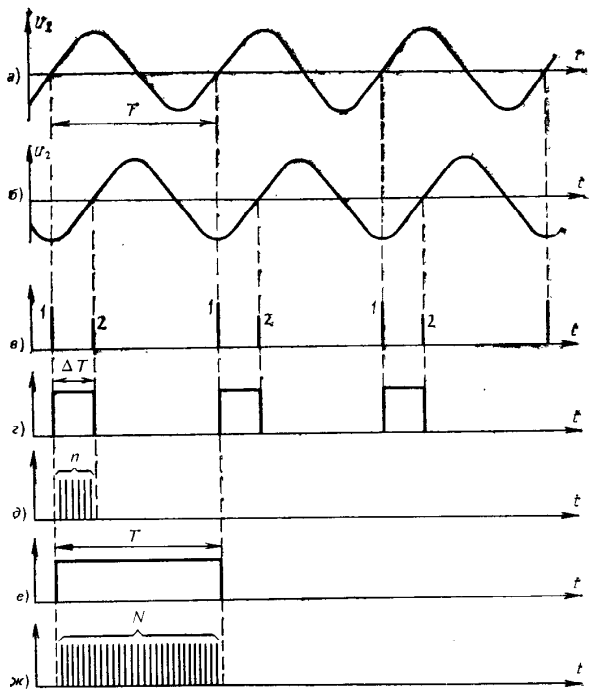


Рис. 4.34

ния отношения на 360, как видно из сопоставления (4.34) и (4.35) с (4.26), получается искомое значение фазового сдвига

$$\varphi = 360n/N, \tag{4.36}$$

которое отображается дисплеем.

Микропроцессорная система дает возможность пользователю выбрать любой (i-й) период, за который требуется найти фазовый сдвиг, а также наблюдать флуктуации фазовых сдвигов.

Найдем разрешающую способность фазометра в зависимости от значения измеряемой частоты, выразив погрешность дискретности в градусах фазового сдвига φ.

Подставим значение ΔT из (4.34) в (4.26) и заменим в ней период T исследуемого напряжения частотой $f = 1/T$. Тогда

$$\varphi = (360f/F_{сч})n = Cn, \tag{4.37}$$

где $C = 360f/F_{сч}$. Из (4.37) следует, что $\Delta\varphi = C\Delta n$.

Максимальной абсолютной погрешности дискретности, равной плюс-минус единице младшего разряда счета, т. е. $\Delta n = \pm 1$, соответствует абсолютная погрешность измерения фазового сдвига

$$\Delta\varphi = \pm C. \tag{4.38}$$

Простые расчеты показывают, что при непосредственном использовании рассмотренного принципа высокую точность можно получить только на низких и инфранизких частотах. Чтобы расширить частотный диапазон, прибегают к предварительному гетеродинному преобразованию частоты исследуемых напряжений (§ 4.12).

Для повышения разрешающей способности фазометра и точности измерения малых фазовых сдвигов применяют метод интерполяции, эффективный при измерении малых интервалов времени (§ 4.3).

Описанным фазометром можно измерять и средние фазовые сдвиги за q периодов. При этом в счетчике I накапливаются числа импульсов, заполняющих q интервалов ΔT, а счетчик II фиксирует число импульсов, попадающих в интервал qT. Значение q задается программой работы микропроцессорной системы.

Встроенная в прибор микропроцессорная система позволяет определять статистические характеристики фазовых флуктуаций: математическое ожидание, дисперсию, среднеквадратическое отклонение.

Погрешности цифровых фазометров. В паспортах и справочниках обычно приводятся две характеристики погрешности фазометра: предел допускаемой абсолютной основной погрешности и разрешающая способность фазометра.

Предел допускаемой абсолютной основной погрешности в соответствии с (1.8)

$$\Delta_{п.пред} = \pm\varphi_0$$

(например, $\Delta_{п.пред} = \pm 1°$) либо в соответствии с (1.9)

$$\Delta_{п.пред} = \pm(\varphi_0 + bA_п),$$

где φ_0 — фиксированное значение, b — постоянное число и $A_п$ — показание фазометра [например, $\Delta_{п.пред} = \pm(0{,}1° + 0{,}004A_п)$].

Основными источниками погрешностей измерения фазового сдвига цифровым фазометром, работающим по методу преобразования фазового сдвига в интервал времени, являются:

погрешности фиксации моментов перехода входного синусоидального сигнала через нулевой уровень;

отличие формы исследуемых сигналов от синусоидальной (наличие нелинейных искажений);

влияние шумовых помех на процесс преобразования фазового сдвига в интервал времени;

погрешность дискретности.

Анализ погрешностей, обусловленных перечисленными причинами, содержится в [86].

4.11. НУЛЕВОЙ МЕТОД

Сущность метода заключается в компенсации измеряемого фазового сдвига (или дополнении до 180°) с помощью градуированного фазовращателя.

При измерениях фазовых сдвигов, вносимых четырехполюсниками, в области низких и высоких частот удобна схема с осциллографическим индикатором, упрощенный вариант которой приведен на рис. 4.35,*а*. Методика измерений такова. После включения генератора и осциллографа на экране появляется изображение эллипса (см. рис. 4.26). Фазовращателем изменяют фазу напряжения, подаваемого на одну пару пластин, до тех пор, пока эллипс не преобразуется в прямую. Если прямая наклонена вправо, то общий фазовый сдвиг напряжений, поданных на обе пары пластин, равен нулю. По шкале фазовращателя отсчитывают внесенный им сдвиг a. Измеряемый сдвиг $\varphi = -a$. В случае наклона прямой влево общий фазовый сдвиг равен 180° и $\varphi = 180° - a$. Точность будет наибольшей тогда, когда прямая наклонена к оси под углом 45° (135°). Для этого необходимо так отрегулировать коэффициенты передачи каналов X и Y, чтобы на обе пары пластин поступали напряжения, вызывающие одинаковые отклонения луча в горизонтальном и вертикальном направлениях: либо изменяют коэффициенты усиления в каналах осциллографа, либо используют аттенюатор, не дающий фазовых сдвигов.

Пользуясь осциллографическим индикатором, нужно помнить, что возможен начальный фазовый сдвиг между каналами вертикального и горизонтального отклонений. Его наличие проверяют, подавая одно и то же напряжение на оба входа сразу. В случае необходимости начальный сдвиг компенсируют или вносят поправку в результаты измерений.

Нулевой метод применяют и в диапазоне СВЧ. Известно много схем, реализующих этот метод. Одна из простейших схем для измерения фазового сдвига, который вносится СВЧ элементом, включаемым в тракт, представлена на рис. 4.35,*б*. Методика измерений сравнительно проста. Приняв за опорную плоскость сечение конечного фланца *5* фазовращателя *4*, к нему подключают короткозамыкающую заглушку *7*. После включения измерительного генератора *1*, сигнал которого поступает на вход фазовращателя *4* через развязывающий аттенюатор *2*, перестройкой фазовращателя *4* добиваются того, чтобы узел напряжения стоячей волны получался в сечении зонда *3*, и отсчитывают ψ_1 по шкале фазовращателя. Затем к правому фланцу фазовращателя *4* вместо заглушки *7* подсоединяют исследуемый четырехполюсник *6*, короткозамкнутый на конце. Узел стоячей волны при этом смещается. С помощью фазовращателя *4* изменяют фазу стоячей волны настолько, чтобы узел снова оказался в сечении зонда. Снимают отсчет ψ_2 и определяют фазовый сдвиг вносимый четырехполюсником $\psi = (\psi_1 - \psi_2)/2$. Вместо фазовращателя и неподвижного зонда можно также применить измерительную линию (см. § 9.6).

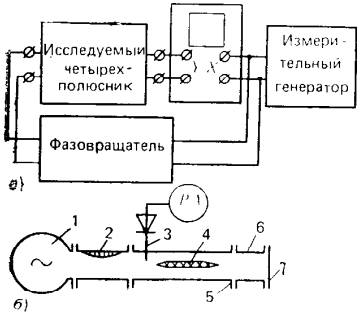


Рис. 4.35

4.12. РАСШИРЕНИЕ ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА ФАЗОМЕТРОВ

Применение гетеродинного преобразователя частоты существенно расширяет частотный диапазон, в котором измеряются фазовые сдвиги. Оно позволяет измерять фазовые сдвиги сигналов очень высоких частот, включая сверхвысокие, низкочастотными фазометрами.

Сущность метода заключается в следующем. Два напряжения u_1 и u_2 частотой f, фазовый сдвиг между которыми нужно измерить, подаются на два одинаковых смесителя (рис. 4.36). Одновременно к обоим смесителям подводится напряжение частотой $f_г$ от одного и того же гетеродина. На выходах смесителей получаются напряжения комбинированных частот, из которых выделяется напряжение разностной частоты $f_г - f$.

Если оба канала идентичны и напряжение гетеродина подается на оба смесителя в одинаковой фазе, то фазовый сдвиг между напряжениями, образующимися на выходах усилителей разностной частоты, равен φ. Его измеряют низкочастотным фазометром. Преобразование частоты при необходимости может быть двухступенчатым.

Во избежание погрешностей схему регулируют так, чтобы при подаче напряжения от одного и того же источника на оба входа фазометр показывал бы нулевой сдвиг. Показания не должны изменяться и тогда, когда u_1 и u_2 меняют местами.

Чтобы фазометр работал в широком диапазоне частот, применяют перестраиваемый в заданном диапазоне гетеродин, широкополосные смесители, аттенюаторы и другие элементы.

В качестве примера можно привести низкочастотный фазометр, непосредственно измеряющий фазовые сдвиги в диапазоне частот 20 Гц...50 кГц, а совместно с гетеродинным преобразованием — в диапазоне 20 Гц...10 МГц. Имеются фазометры с гетеродинным преобразованием частоты, которые измеряют также фазовые сдвиги импульсных СВЧ сигналов, например от 1 до 1000 МГц или от 0,1 до 12,4 ГГц.

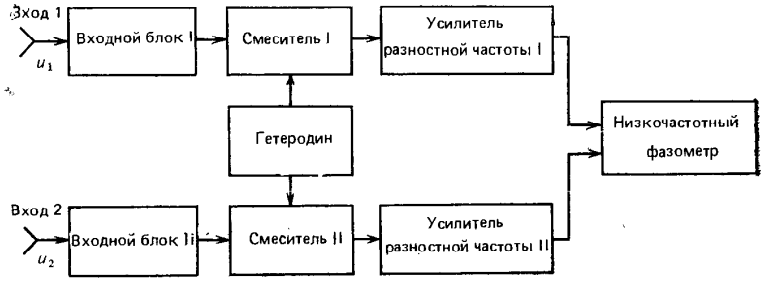


Рис. 4.36

ГЛАВА ПЯТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЙ

5.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Измерения напряжений в электронных схемах отличаются от подобных измерений в электротехнических цепях, что объясняется специфическими особенностями электрических сигналов, используемых в электронике и радиотехнике:

исключительно широкой областью частот — от постоянных напряжений и напряжений инфранизких частот (сотые доли герца) до сверхвысоких частот (2 ГГц);

большими диапазонами измеряемых значений напряжений — от долей микровольта до десятков (и даже сотен) киловольт;

чрезвычайным многообразием форм сигналов;

малой мощностью источника напряжений (это не допускает заметного потребления мощности измерительным прибором, так как иначе последний будет влиять на работу схемы, к которой его подключают).

Измеряют напряжение в электронных и радиотехнических устройствах преимущественно *электронными вольтметрами*. Для них характерны:

слабая зависимость показаний от частоты измеряемого напряжения в широком диапазоне частот: например, от 20 Гц до 1 ГГц;

ничтожное потребление мощности от объекта исследования, т. е. малое влияние на режим работы объекта, иначе говоря, большое входное активное сопротивление (и малая входная емкость): например, $R_{вх}=30$ МОм (и $C_{вх}=6$ пФ);

высокая чувствительность при большом диапазоне измерения: например, пределы измеряемых значений от 0,1 мкВ до 300 В;

малое время установления показаний;

способность выдерживать перегрузки (напряжения на входе прибора, превышающие допустимые);

необходимость источников питания.

Классифицировать электронные вольтметры можно по различным признакам:

по видам, т. е. назначению — постоянного тока, переменного тока, импульсного тока, фазочувствительные, селективные, универсальные;

по типу отсчетного устройства — аналоговые и цифровые;

по методу измерения — прямого сравнения с мерой и нулевые (компенсационные);

по измеряемому параметру напряжения — пиковые (амплитудные), среднеквадратического и средневыпрямленного значений;

по частотному диапазону — низкочастотные, высокочастотные, сверхвысокочастотные, широкодиапазонные;

по схеме входа (относительно постоянной составляющей тока) с открытым и закрытым входом.

Далее при рассмотрении электронных вольтметров будут встречаться различные признаки классификации, но прежде всего будем делить всю совокупность этих приборов на две большие группы: аналоговые и цифровые. Внешним признаком такой классификации служит характер отсчетного устройства. Среди приборов первой группы наиболее часто встречаются вольтметры со стрелочными показывающими приборами, но используются аналоговые индикаторы и других видов. Цифровые вольтметры, обладающие по сравнению с аналоговыми многими достоинствами, и прежде всего значительно более высокой точностью, получили широкое распространение (см. § 5.8). За последние годы цифровые вольтметры приобрели ряд новых свойств, расширяющих возможности этих приборов, вследствие применения встроенных микропроцессорных систем.

Следует отметить, что хотя удельный вес цифровых приборов в общей совокупности выпускаемых вольтметров растет, применение аналоговых вольтметров вовсе не стремится к нулю, как кажется некоторым специалистам. Количество производимых типов этих приборов сохраняется примерно постоянным в течение ряда лет (рост удельного веса цифровых вольтметров обусловлен абсолютным увеличением их выпуска). Это объясняется тем, что аналоговые приборы проще по конструкции, дешевле, да и пока надежнее, чем цифровые, но не только этим. Одна из причин принципиального характера кроется в том, что на практике не так уж редки ситуации, когда аналоговая форма индикации, в частности стрелочная, предпочтительнее цифровой. К ним можно отнести режим слежения за поведением измеряемой физической величины — контроль постоянства уровня напряжения, решение задачи установки заданного значения напряжения, настройку избирательной системы на определенную частоту и др. В современной измерительной технике все чаще появляются цифровые по схемному решению вольтметры с двумя видами устройств отображения в одном приборе: цифровым и аналоговым.

5.2. ПАРАМЕТРЫ НАПРЯЖЕНИЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

При измерении напряжения постоянного тока определяют его значение. Целью измерения напряжения переменного тока является, как правило, нахождение значения какого-либо его параметра и сравнительно редко — мгновенного значения, т. е. значения напряжения в определенный момент времени (в таких случаях пользуются осциллографом).

Напряжения переменного тока характеризуют четырьмя основными параметрами: пиковым, средним, средневыпрямленным и среднеквадратическим значениями.

Пиковое значение U_m (амплитудное — для синусоидальных сигналов) — наибольшее мгновенное значение напряжения за время измерения (или за период, рис. 5.1,*а*; при разнополярных несимметричных кривых напряжения различают положительное и от-

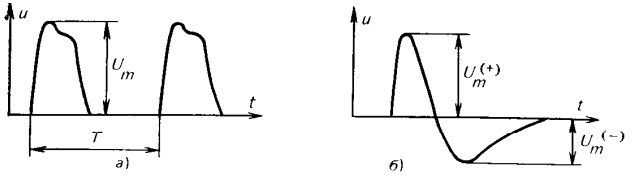


Рис. 5.1

рицательное пиковые значения[1] — рис. 5.1*б*). Следует напомнить, что о пиковом значении напряжения случайного сигнала можно говорить только в вероятностном смысле.

Среднее значение за время измерения (или за период) — постоянная составляющая напряжения:

$$U_0=\frac{1}{T}\int_0^T u(t)\,dt. \tag{5.1}$$

Средневыпрямленное значение[2] — это среднее значение модуля напряжения:

$$U_{\text{ср.в}}=\frac{1}{T}\int_0^T |u(t)|\,dt. \tag{5.2}$$

Если $T=1$, то средневыпрямленное значение равно площади, ограниченной кривой напряжения (рис. 5.2).

При однополярных напряжениях среднее значение (постоянная составляющая) равно средневыпрямленному. При разнополярных напряжениях эти два параметра различны. Например, для синусоидального напряжения $U_0=0$, а $U_{\text{ср.в}}=0{,}637U_m$.

Среднеквадратическое[3] значение напряжения за время измерения (или за период)

$$U=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u^2(t)\,dt}. \tag{5.3}$$

Напомним, что квадрат среднеквадратического значения периодического напряжения несинусоидальной формы равен сумме

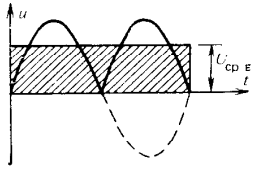


Рис. 5.2

[1] Положительное пиковое — это максимальное значение, а отрицательное пиковое — минимальное.

[2] Имеется в виду двухполупериодное выпрямление.

[3] Встречаются также названия «действующее» и «эффективное» значения (ГОСТ 16465—70 относит эти термины к недопустимым).

квадратов среднеквадратических значений постоянной и всех гармонических составляющих этого напряжения:

$$U^2=U_0^2+U_1^2+U_2^2+\ldots, \tag{5.4}$$

или, иначе говоря, среднеквадратическое значение периодического напряжения сложной формы

$$U=\sqrt{\sum_{k=0}^{\infty}U_k^2}. \tag{5.5}$$

Как видно из (5.4) и (5.5), среднеквадратическое значение периодического напряжения несинусоидальной формы не зависит от фазовых соотношений между гармоническими составляющими.

Связь между пиковым (амплитудным), среднеквадратическим и средневыпрямленным значениями напряжения данной формы устанавливается посредством коэффициента амплитуды, равного отношению пикового значения к среднеквадратическому:

$$k_{\text{а}}=U_m/U, \tag{5.6}$$

и коэффициента формы кривой, определяемого отношением среднеквадратического значения к средневыпрямленному:

$$k_{\text{ф}}=U/U_{\text{ср.в}}. \tag{5.7}$$

В технике связи коэффициент амплитуды называют пик-фактором. Его принято выражать в логарифмических единицах: $20\lg(U_m/U)$ дБ. Коэффициент формы называют форм-фактором и также выражают в логарифмических единицах: $20\lg(U/U_{\text{ср.в}})$ дБ.

В качестве примеров определим значения $k_{\text{а}}$ и $k_{\text{ф}}$ для напряжений различных форм:

1. Синусоидальное напряжение. Для него, как известно, справедливы соотношения $U_m=\sqrt{2}U=1{,}41U$ и $U_{\text{ср.в}}=(2\sqrt{2}/\pi)U=0{,}9U$. Следовательно, коэффициент амплитуды $k_{\text{а}}=1{,}41$; коэффициент формы $k_{\text{ф}}=1{,}11$.

2. Напряжение пилообразной формы (рис. 5.3,*а*), имеющее пиковое значение U_m и период T. Мгновенное значение напряжения в первый период $u(t)=(U_m/T)t$. Среднеквадратическое значение согласно (5.3)

$$U=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T\frac{U_m^2}{T^2}t^2\,dt}=\frac{U_m}{\sqrt{3}}.$$

Средневыпрямленное значение $U_{\text{ср.в}}=U_m/2$ находится из графика (рис. 5.3,*а*) путем деления площади треугольника на период.

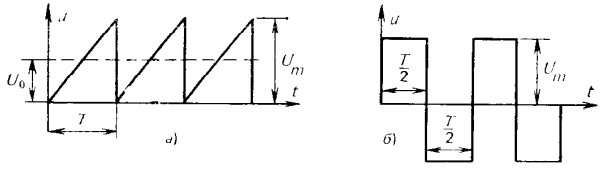


Рис. 5.3

Коэффициеит амплитуды $k_а = \sqrt{3} = 1{,}73$. Коэффициент формы $k_ф = (2/\sqrt{3}) \approx 1{,}16$.

3. Напряжение прямоугольной формы с симметричными полупериодами — меандр (рис. 5.3,*б*)

$$u(t) = \begin{cases} U_m & \text{при } 0 \leqslant t \leqslant (T/2); \\ -U_m & \text{при } (T/2) < t \leqslant T. \end{cases}$$

Среднеквадратическое значение $U = U_m$, средневыпрямленное значение $U_{ср.в} = U_m$, коэффициент амплитуды $k_а = 1$, коэффициент формы $k_ф = 1$.

5.3. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ

Структурная схема аналогового электронного вольтметра в самом общем виде состоит из входного блока, измерительного преобразователя, показывающего прибора и блока питания.

Входной блок обычно содержит набор делителей напряжения — аттенюаторов, с помощью которых изменяют пределы измерения, и эмиттерный (истоковый) повторитель (в приборах с предварительным усилителем), служащий для создания высокого входного сопротивления прибора.

Измерительным преобразователем вольтметра постоянного тока служит усилитель мощности постоянного тока, увеличивающий мощность исследуемого сигнала до уровня, достаточного для значительного отклонения указателя отсчетного устройства. У вольтметров переменного тока измерительный преобразователь — это устройство, преобразующее напряжение переменного тока в напряжение постоянного тока и называемое для кратности просто преобразователем (название детектор признано устаревшим). Его применяют обычно в сочетании с усилителем (напряжения переменного тока до преобразователя или постоянного тока — после него).

Показывающий прибор — это магнитоэлектрический стрелочный электроизмерительный прибор или другое показывающее устройство аналогового типа. За последние годы активно разрабатывают и все шире используют электронные аналоговые линейчатые индикаторы, выполняемые на основе ламп накаливания, жидких кристаллов, светоизлучающих диодов и газоразрядных элементов. Эти устройства отображения в виде светящихся полосок переменной длины обладают высокой разрешающей способностью. Для измерительных приборов, имеющих такие индикаторы, не опасен выход показания за пределы шкалы («зашкаливание»), отпадает необходимость в сложных средствах демпфирования, присущих стрелочным приборам, характерна независимость показаний от положения прибора. Аналоговые линейчатые индикаторы удобны при измерениях в режиме слежения за постоянством значения контролируемого напряжения, фиксации пикового значения и констатации факта выхода за допускаемые пределы. В то же время следует иметь в виду, что линейчатые индикаторы во многих ситуациях уступают цифровым устройствам отображения.

Поскольку, как уже отмечалось, среди аналоговых электронных вольтметров наиболее распространены стрелочные приборы, то в дальнейшем будем говорить о них, не рискуя нарушить общности рассуждений.

Напомним, что измерительные механизмы магнитоэлектрических приборов обладают относительно большим моментом инерции и применяются только для измерения постоянных токов и напряжений. Если подать на магнитоэлектрический стрелочный прибор высокочастотное синусоидальное напряжение, то стрелка останется неподвижной. При подведении пульсирующего напряжения, представляющего собой сумму постоянной и высокочастотной переменной составляющих, стрелка получит отклонение, обусловленное постоянной составляющей. Показания прибора будут соответствовать постоянной составляющей и при других напряжениях сложной формы (в которых отсутствуют весьма низкочастотные составляющие). Иначе говоря, магнитоэлектрический прибор усредняет поданное на его вход напряжение сложной формы: отклонение стрелки дает среднее значение напряжения. Однако если в измеряемом напряжении содержатся составляющие низких частот, то стрелка совершает колебания около среднего значения. Во избежание этого применяют фильтры нижних частот.

Структурная схема стрелочного электронного вольтметра для измерения напряжения постоянного тока приведена на рис. 5.4 (источники питания здесь и на последующих рисунках не изображены).

Для приборов, измеряющих напряжение переменного тока, характерны три варианта структурной схемы, что зависит от типа преобразователя (рис. 5.5,*а*—*в*). Принцип действия вольтметра, построенного по схеме на рис. 5.5,*а*, заключается в преобразовании напряжения переменого тока в напряжение постоянного тока, которое измеряется стрелочным электроизмерительным прибором. Такие приборы пригодны лишь для измерения напряжений значительной амплитуды (их используют для контроля напряжения в низкочастотных и высокочастотных измерительных генераторах, модуляторах мощных генераторов и т. п.), так как для измерения малых напряжений они недостаточно чувствительны. Поэтому в подобных случаях применяют вольтметры, у которых после преобразователя (рис. 5.5,*б*) либо до него (рис. 5.5,*в*) дополнительно включен усилитель.

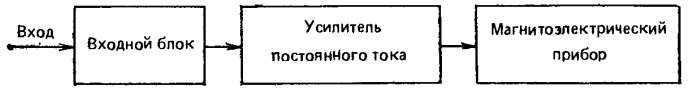


Рис. 5.4

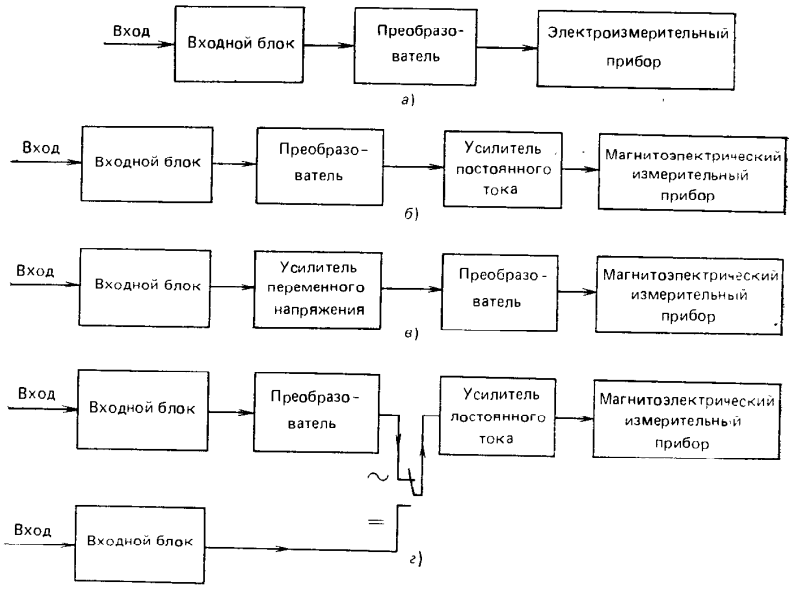


Рис. 5.5

Сравнивая структурные схемы на рис. 5.5,*б* и *в*, можно еще до изучения конкретных схемных решений установить ряд свойств приборов, оценить их достоинства и недостатки. Вольтметры, построенные по первой схеме, отличаются очень широким диапазоном частот: они позволяют измерять напряжения высоких частот вплоть до 1 ГГц. Приборы же, выполненные по второй схеме, имеют более узкую полосу, ограниченную полосой пропускания усилителя напряжения переменного тока (как правило, до 10... ...50 МГц). Зато схема, показанная на рис. 5.5,*в*, позволяет получить более высокую чувствительность, чем предыдущая, поскольку усилитель включен перед преобразователем. Такие схемы используют в милли- и микровольтметрах, причем основным фактором, ограничивающим нижний предел измеряемого напряжения, являются собственные шумы усилителя. Следует отметить, что в схеме с предварительным усилителем возможны искажения формы напряжения (нелинейные искажения), которые практически отсутствуют в схеме, начинающейся с преобразователя.

При сопоставлении схем, изображенных на рис. 5.4 и 5.5,*б*, видно, что их можно сочетать в одном приборе. Такой универсальный вольтметр (рис. 5.5,*г*) служит для измерения напряжений как переменного, так и постоянного тока.

Возможен еще один вариант структурной схемы электронного вольтметра: входное устройство — усилитель переменного напряжения — преобразователь — усилитель постоянного тока — магнитоэлектрический прибор. Подобные схемы встречаются относительно редко.

В заключение отметим, что стрелочные электронные вольтметры характеризуются сравнительно невысокой точностью (по отношению к цифровым вольтметрам): у лучших типов приборов приведенная погрешность 1 ... 2,5%. Однако при решении многих практических задач такой точности вполне достаточно.

5.4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭЛЕКТРОННЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ

Измерительный преобразователь напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока (или ток), — важнейший узел вольтметра, в большой мере определяющий его основные характеристики и, в частности, особенности шкалы. Преобразователи можно классифицировать по следующим признакам:

по измеряемому параметру входного напряжения, которому непосредственно соответствует ток или напряжение в выходной цепи детектора, — пиковые (амплитудные), среднеквадратического значения, средневыпрямленного значения;

по схеме входа — с открытым входом и закрытым входом;

по характеристике преобразования — линейные и квадратичные;

по схемному решению.

Рассмотрим основные типы применяемых преобразователей, классифицируя их по первому признаку.

Преобразователи пикового значения. Особенность преобразователя этого вида заключается в том, что напряжение на его выходе непосредственно соответствует пиковому (амплитудному) значению напряжения, поданного на вход преобразователя. Он должен содержать элемент, запоминающий пиковое значение напряжения. Обычно это конденсатор, заряжаемый через диод до пикового значения.

Необходимо подчеркнуть, что преобразователи пикового значения, которые в дальнейшем для кратности будем называть пиковыми, — самые широкополосные преобразователи напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока (см. раздел преобразователи СВЧ вольтметров).

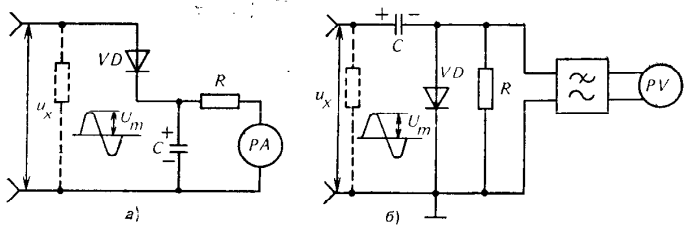


Рис. 5.6

На рис. 5.6 приведены часто встречающиеся схемы пиковых преобразователей: с открытым (рис. 5.6,*а*) и закрытым (рис. 5.6,*б*) входом.

Для обеих схем должны выполняться следующие соотношения:

значение постоянной времени цепи заряда конденсатора $\tau_з = R_i C$ (где R_i — внутреннее сопротивление диода) много меньше значения постоянной времени $\tau_р = RC$ цепи разряда конденсатора;

значение постоянной времени $\tau_з$ меньше или соизмеримо со значением периода самого высокочастотного напряжения, измеряемого данным вольтметром;

значение постоянной времени $\tau_р$ значительно больше периода самого низкочастотного напряжения, измеряемого прибором с данным преобразователем.

Рассмотрим работу пикового преобразователя с открытым входом в случае, когда к нему подводится синусоидальное напряжение $u_x = U_m \sin \omega t$; равенство нулю начальной фазы не нарушает общности рассуждений. В начальный момент напряжение приложено к диоду почти целиком, поскольку емкость конденсатора C (обычно порядка десятков тысяч пикофарад) значительно больше емкости анод — катод диода. При первой положительной полуволне в цепи диода возникает большой импульс тока, заряжающего конденсатор, но в течение одного полупериода конденсатор полностью зарядиться не успевает. За время отрицательной полуволны конденсатор несколько разряжается, но так как значение постоянной времени цепи разряда $\tau_р$ намного больше периода $T = 2\pi/\omega$ напряжения u_x, то заряд уменьшается незначительно. При каждой новой положительной полуволне синусоидального напряжения конденсатор подзаряжается через внутреннее сопротивление диода R_i. Так как $\tau_з \ll \tau_р$ (быстрый заряд и медленный разряд), то через несколько периодов на обкладках конденсатора устанавливается постоянное напряжение U_C, почти равное амплитуде напряжения U_m, поданного на вход преобразователя (рис. 5.7).

По мере повышения напряжения на конденсаторе разность потенциалов между анодом и катодом диода $u_а = u_x - u_C$ уменьшается: преобразователь представляет собой схему с автоматическим смещением. В установившемся режиме напряжение катода диода

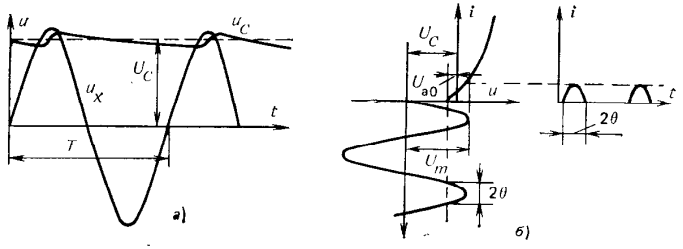


Рис. 5.7

равно $U_C \approx U_m$. Но поскольку U_C все же несколько меньше U_m вследствие утечки заряда через резистор R, то в течение той части положительной полуволны, когда мгновенные значения синусоидального напряжения u_x превышают напряжение U_C на конденсаторе, через диод проходят импульсы тока с малой амплитудой, пополняющие заряд конденсатора (рис. 5.7,*б*). Ток через диод проходит лишь в течение незначительной части периода, характеризуемой углом отсечки θ.

Напряжение U_C на конденсаторе измеряется стрелочным вольтметром. Оно тем ближе к амплитуде U_m напряжения u_x, чем меньше угол отсечки θ. Как видно из рис. 5.7,*б*,

$$U_C \approx U_m \sin(90° - \theta) = U_m \cos\theta.$$

В теории идеального диодного преобразователя устанавливается зависимость между углом отсечки и параметрами схемы:

$$\theta \approx \sqrt[3]{3\pi R_i / R}, \qquad (5.8)$$

где R_i — внутреннее сопротивление диода; R — сопротивление нагрузки (предполагается, что у диода $R_{обр} \gg R$).

Из соотношения (5.8) следует, что равенство $U_c = U_m$, достигаемое при $\theta = 0$, никогда не может быть реализовано, так как $R_i \neq 0$ и $R \neq \infty$. Однако приближение будет тем лучше, чем меньше будет отношение R_i/R.

Важно подчеркнуть, что включение последовательно с диодом резистора с любым дополнительным сопротивлением $R_{доп}$ дает такой же эффект, как и увеличение внутреннего сопротивления диода R_i.

Из изложенного видно, что всегда $U_C < U_m$. Относительную погрешность преобразования можно вычислить по формуле

$$\delta = (U_C - U_m)/U_m = -T/2RC. \qquad (5.9)$$

Необходимо иметь в виду, что нельзя чрезмерно увеличивать сопротивление резистора R, так как при этом значение постоянной времени разряда конденсатора может оказаться настолько большим, что преобразователь будет инерционным: при уменьшении напряжения на входе напряжение на конденсаторе долго сохраняется неизменным. Недопустимо также включать в схему конденсатор очень большой емкости C, так как это приведет к возрастанию постоянных времени цепей заряда и разряда.

До сих пор исследовалась работа преобразователя при напряжении синусоидальной формы. Если на вход рассматриваемой схемы подать напряжение $u_x = U_0 + U'_m \sin \omega t$, в котором имеются и постоянная и переменная составляющие, то измеряемое прибором значение напряжения в этом случае будет зависеть не только от амплитуды U'_m, но и от значения постоянной составляющей U_0, так как вход преобразователя открытый. Таким образом, конденсатор C преобразователя с открытым входом заряжается до напряжения, определяемого суммарным воздействием постоянной и переменной (амплитудой) составляющих напряжения, подводимого к детектору, т. е. до пикового значения $U_m = U_0 + U'_m$.

Теперь рассмотрим работу пикового преобразователя с закрытым входом (рис. 5.6,*б*) в предположении, что к нему подведено синусоидальное напряжение $u_x = U_m \sin \omega t$.

В течение нескольких положительных полупериодов действия напряжения u_x конденсатор C заряжается через диод почти до значения U_m. Сопротивление резистора R велико, следовательно, велико и значение постоянной времени цепи разряда, поэтому напряжение U_C изменяется весьма мало. С некоторым приближением в установившемся режиме его можно считать постоянным. Это позволяет рассматривать заряженный конденсатор C как источник постоянного напряжения $U_C \approx U_m$.

Проследим за изменением напряжения на нагрузочном резисторе R. Как видно из эквивалентной схемы (рис. 5.8,*а*)

$$u_R \approx u_x - U_C = U_m \sin \omega t - U_C.$$

Когда синусоидальное напряжение достигает положительного максимума, $u_R \approx 0$; при отрицательном максимуме $u_R \approx -2U_m$, так как $U_C \approx U_m$ (рис. 5.8,*б*). Таким образом, напряжение, падающее на резисторе R, является пульсирующим и измерить его непосредственно магнитоэлектрическим прибором затруднительно (при низких частотах заметно колеблется стрелка). Поэтому между резистором R и стрелочным вольтметром включен фильтр нижних частот, пропускающий только постоянную составляющую U_C пульсирующего напряжения. Прибор измеряет напряжение $U_C \approx U_m$.

При измерении напряжений, не содержащих постоянной составляющей, преобразователи с открытым и закрытым входом дают одинаковые результаты: напряжения на конденсаторах в обоих случаях весьма близки к U_m и показания обоих вольтметров пропорциональны амплитуде измеряемого напряжения.

Если на вход подается напряжение в виде суммы постоянной и переменной составляющих, то преобразователь с закрытым входом реагирует только на амплитуду переменной составляющей (напряжение, превышающее постоянную составляющую) и показания вольтметра пропорциональны ей.

Таким образом, вольтметр, содержащий пиковый преобразователь с закрытым входом, измеряет пиковое значение напряжения без постоянной составляющей, т. е. пиковое значение напряжения, превышающего постоянную составляющую.

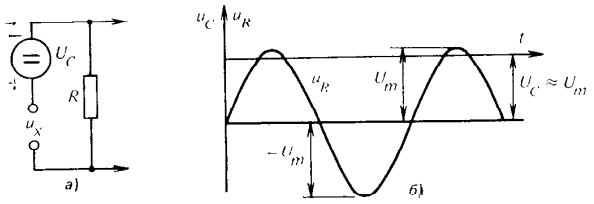


Рис. 5.8

Входные сопротивления пиковых преобразователей с открытым и закрытым входом неодинаковы. В режимах работы преобразователей в электронных вольтметрах $R_{вх.откр} \approx R/2$; $R_{вх.закр} \approx R/3$. У вольтметра, схема которого начинается с преобразователя, входное сопротивление последнего определяется $R_{вх}$ всего прибора.

Когда амплитуда напряжения на входе преобразователя превосходит несколько десятых долей вольта, т. е. когда используется линейный участок вольт-амперной характеристики диода, рассмотренные диодные преобразователи являются пиковыми; при сигналах меньшей амплитуды из-за кривизны характеристики преобразователь становится квадратичным.

Изображенные на рис. 5.6,*а* и *б* схемы пиковых преобразователей измеряют пиковые значения напряжения положительной полярности. Для измерения напряжения отрицательной полярности используют аналогичные схемы, но диоды включают так, чтобы они пропускали ток в противоположном направлении.

Преобразователи среднеквадратического значения. Они так преобразуют напряжение переменного тока в напряжение постоянного тока (или ток), что значение выходного напряжения (тока) преобразователя получается пропорциональным первой степени или квадрату среднеквадратического значения напряжения, подведенного к входу преобразователя.

Как видно из (5.3), измерение среднеквадратического значения напряжения связано с выполнением трех операций: квадрирования (возведения напряжения переменного тока в квадрат), усреднения и извлечения квадратного корня из результата усреднения. Следовательно, алгоритм формирования среднеквадратического значения U напряжения $u(t)$ можно записать так:

$$u(t) \to u^2(t) \to \frac{1}{T}\int_0^T u^2(t)\,dt \to \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u^2(t)\,dt} = U$$

Операция извлечения квадратного корня выполняется либо схемным путем, либо при градуировке шкалы вольтметра.

Из изложенного следует, что преобразователь должен обладать квадратичной характеристикой преобразования и поэтому его называют квадратичным.

Если в выходную цепь квадратичного преобразователя включить фильтр нижних частот и магнитоэлектрический стрелочный измерительный прибор (микроамперметр), то последний будет измерять постоянную составляющую (среднее значение) выходного тока или напряжения преобразователя, которая пропорциональна квадрату (или первой степени) среднеквадратического значения напряжения на входе преобразователя. Отметим, что градуировочная характеристика шкалы вольтметра с квадратичным преобразователем в среднеквадратических значениях не зависит от формы напряжения, с помощью которого производилась операция градуировки. Поэтому показания квадратичного вольтметра, проградуированного в среднеквадратических значениях синусоидального

напряжения, при измерении напряжения сложной формы соответствуют среднеквадратическому значению этого напряжения (более подробно об этом см. в § 5.7).

Для квадрирования можно использовать начальный участок вольт-амперной характеристики полупроводникового диода, хорошо аппроксимируемый квадратичной зависимостью. Однако в настоящее время эта возможность почти не используется, что объясняется малой протяженностью квадратичного участка характеристики.

Преимущественно применяемые в электронных вольтметрах квадратичные преобразователи можно разделить на две большие группы. К первой относятся устройства с преобразователем электрической энергии в тепловую (терморезисторные, термоэлектрические, термоэмиссионные). Вторую группу составляют преобразователи, выходное напряжение которых представляет собой квадратичную функцию от входного напряжения (квадратичные преобразователи мгновенных значений сигнала). Сначала рассмотрим первые два вида преобразователей первой группы.

Современный *преобразователь с терморезисторами*, выполняемый в виде гибридной микросхемы, состоит из двух резисторов, двух транзисторов и инвертирующего усилителя в цепи обратной связи (рис. 5.9). Входное напряжение разогревает один резистор (R_1), а опорное напряжение постоянного тока — другой (R_2). В контуре управления включены по балансной схеме два воспринимающих тепло транзистора VT_1 и VT_2, а также инвертирующий усилитель, который регулирует температуру резистора R_2 до равенства ее температуре резистора R_1, т. е. до наступления баланса моста. Когда достигнуто равновесие, значение напряжения постоянного тока $U_{вых}$ пропорционально среднеквадратическому значению U напряжения сигнала на входе схемы. Конструктивно гибридная микросхема построена следующим образом. Входной резистор R_1 и связанный с ним транзистор VT_1 выполнены на общем кремниевом кристалле и смонтированы в одном корпусе с другим аналогичным кристаллом, содержащим управляющий резистор R_2 и связанный с ним транзистор VT_2. Кристаллы очень близки по характеристикам, что достигается конструктивно-технологическими мерами [12].

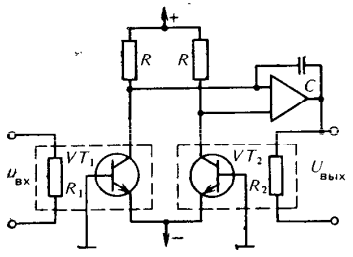


Рис. 5.9

На рис. 5.10 изображена схема квадратичного измерительного преобразователя с термоэлектрическими элементами — термопреобразователями ТП. Она имеет ряд особенностей. Во-первых, в ней использованы бесконтактные термопреобразователи, у которых нагреватель H и термопара T изолированы друг от друга. Хотя это несколько понижает чувствительность и увеличивает инерци-

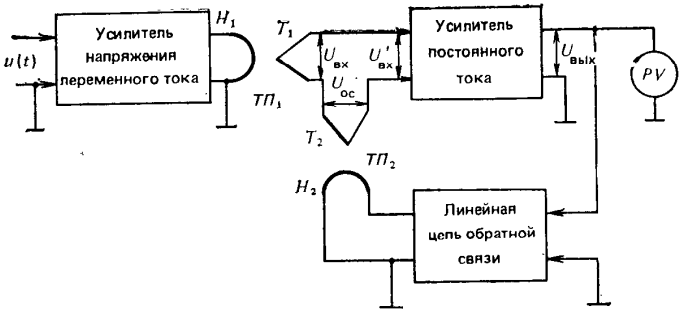


Рис. 5.10

онность термопреобразователя, но уменьшает емкостные связи и, следовательно, повышает точность преобразования. Во-вторых, наличие усилителя постоянного тока (УПТ, выполненного по схеме с конвертированием на микроэлементах) позволяет работать при малых токах, что понижает погрешность преобразования на высоких частотах, а также упростить задачу согласования сопротивлений термопары и магнитоэлектрического измерительного прибора. В-третьих, в схеме используются два термопреобразователя, один из которых ($ТП_1$) включен между выходом усилителя напряжения переменного тока и входом усилителя постоянного тока, а второй ($ТП_2$) — в цепь обратной связи усилителя постоянного тока. Термопары T_1 и T_2 обоих термопреобразователей включены встречно, и таким образом на вход усилителя постоянного тока подается разность напряжений. Введение второго термопреобразователя в цепь отрицательной обратной связи УПТ позволило получить линейную зависимость между напряжением на выходе УПТ и среднеквадратическим значением входного напряжения.

Рассмотрим работу преобразователя. Как видно из рис. 5.10, термоэлектрический элемент состоит из нагревателя H и термопары T. Вызванный входным напряжением $u(t)$ ток через нагреватель H_1 повышает его температуру. В результате этого в цепи термопары возникает термо-ЭДС, пропорциональная температуре. Она является функцией количества тепла, выделяемого током, которое, в свою очередь, пропорционально среднему квадрату значения тока и, следовательно, квадрату среднеквадратического значения входного напряжения, т. е. U^2.

ЭДС, развиваемая термопарой T_1, подается на вход УПТ.

Для линеаризации зависимости между выходным напряжением УПТ и среднеквадратическим значением U входного напряжения в цепь обратной связи введен термоэлектрический преобразователь $ТП_2$, причем термопары T_2 и T_1 включены встречно. Таким путем осуществляется отрицательная обратная связь.

Из теории усилителей с отрицательной обратной связью известно, что когда цепь обратной связи осуществляет функциональное преобразование выходного напряжения усилителя, т. е.

$$U_{\text{ос}}=f(U_{\text{вых}}), \qquad (5.10)$$

то при глубокой отрицательной обратной связи выходное напряжение связано с входным напряжением зависимостью

$$U_{\text{вых}}=f^{-1}(U_{\text{вх}}),$$

где $f^{-1}(\cdot)$ — функция, обратная функции $f(\cdot)$. Действительно, как видно из рис. 5.10, напряжение на входе собственно УПТ (термопары T_1 и T_2 включены встречно) $U'_{\text{вх}}=U_{\text{вх}}-U_{\text{ос}}$.

Так как отрицательная обратная связь глубокая, то можно полагать, что $U'_{\text{вх}}\approx 0$. Тогда $U_{\text{ос}}=U_{\text{вх}}$ и согласно (5.10) $U_{\text{вх}}=f(U_{\text{вых}})$. Откуда получаем, что $U_{\text{вых}}=f^{-1}(U_{\text{вх}})$.

В рассматриваемой схеме цепь обратной связи квадрирует (с помощью ТП_2) выходное напряжение, т. е. выполняемое ею функциональное преобразование — возведение в квадрат. Следовательно, обратное функциональное преобразование заключается в извлечении квадратного корня.

Поскольку $U_{\text{вх}}=k_1^2U^2$, где U — среднеквадратическое значение напряжения $u(t)$, то

$$U_{\text{вых}}=k_2\sqrt{U_{\text{вх}}}=k_2k_1U=kU.$$

Таким образом, зависимость между выходным напряжением УПТ и среднеквадратическим значением U напряжения на входе преобразователя получается линейной и показание магнитоэлектрического вольтметра, включенного на выходе УПТ, соответствует среднеквадратическому значению напряжения $u(t)$.

Среди квадраторов второй группы наибольшее распространение получили *преобразователи на полевых транзисторах*. Их схемы разнообразны.

Применение полевых транзисторов основано на использовании квадратичной зависимости тока стока от напряжения затвор — исток

$$I_{\text{С.нас}}=I_{\text{С0}}\left(\frac{U_{\text{З.И}}}{U_{\text{нас}}}-1\right)^2, \qquad (5.11)$$

где $I_{\text{С.нас}}$ — ток насыщения стока; $I_{\text{С0}}$ — ток в цепи стока транзистора, включенного по схеме с общим истоком, при накоротко замкнутом с истоком затворе; $U_{\text{З.И}}$ — напряжение затвор — исток; $U_{\text{нас}}$ — напряжение насыщения. Если раскрыть скобки, то видно, что в (5.11) входят члены с нулевой, первой и второй степенью напряжения $U_{\text{З.И}}$. Первые два члена исключают схемными путями. Часто встречаются схемы с управлением по затвору при неизменном стоковом питании.

Квадратичные преобразователи на полевых транзисторах обладают рядом достоинств: небольшая погрешность преобразования, устойчивость по отношению к дестабилизирующим факторам, возможность подачи на вход сравнительно высокого напряжения, широкополосность. Стабильный квадратичный преобразователь, построенный на основе двойного полевого транзистора и операционного усилителя с малым дрейфом выходной величины, работающий в очень широкой полосе частот (до 200 МГц), описан в [33].

В современных вольтметрах широко применяется квадратичный преобразователь вида «логарифм — антилогарифм», осуществляющий неявное вычисление среднеквадратического значения напряжения [89, 124]. Идея, определяющая принцип работы преобразователя, основана на следующих предпосылках.

Если в формуле (5.3) для среднеквадратического значения U напряжения $u(t)$ обозначить подкоренное выражение через $\overline{u^2(t)}$ и возвести обе части (5.3) в квадрат, то получим равенство $U^2=\overline{u^2(t)}$. Его можно представить в такой форме

$$U=\overline{u_2(t)}/U. \qquad (5.12)$$

Это позволяет построить алгоритм вычисления среднеквадратического значения U следующим образом:

$$u(t)\to|u(t)|\to[2\ln|u(t)|=\ln[u^2(t)]\to\{[\ln u^2(t)-\ln U]=$$
$$=\ln[u^2(t)/U]\}\to u^2(t)/U\to[\overline{u^2(t)}/U]=U.$$

Структурная схема квадратора, работающего согласно приведенному алгоритму, изображена на рис. 5.11.

Формирователь модуля напряжения выполняет двухполупериодное выпрямление напряжения $u(t)$, подводимого к входу квадратора. Это необходимо для того, чтобы работа блока логарифмирования I не зависела от полярности напряжения $u(t)$. В данном формирователе напряжение исследуемого сигнала преобразуется в ток, пропорциональный абсолютному значению (модулю) напряжения $u(t)$. Из полученного тока в блоке логарифмирования I, который представляет собой операционный усилитель с двумя последовательно включенными p—n-переходами в цепи обратной связи, формируется напряжение, соответствующее удвоенному логарифму напряжения $|u(t)|$. Выходное напряжение указанного блока поступает на вход 1 блока суммирования, к входу 2 которого подводится напряжение от блока логарифмирования II, пропорциональное логарифму выходного напряжения U квадратора

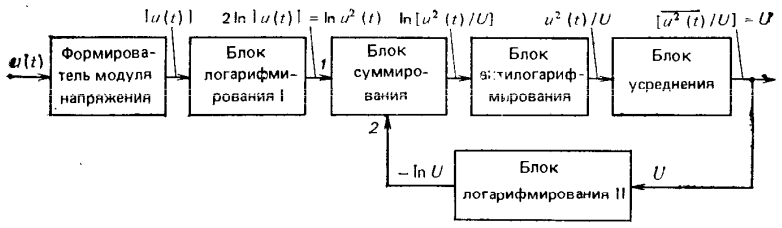


Рис. 5.11

$(-\ln U)$. Образующееся напряжение, соответствующее разности логарифмов, т. е. $\ln u^2(t) - \ln U = \ln[u^2(t)/U]$, антилогарифмируется. На выходе блока антилогарифмирования формируется напряжение, пропорциональное отношению $u^2(t)/U$. Оно усредняется RC-фильтром нижних частот, значение постоянной времени $\tau_ф$ которого отвечает условию $\tau_ф \gg T_н$, где $T_н$ — значение периода самого низкочастотного напряжения, измеряемого вольтметром с данным квадратором. На выходе блока усреднения (ФНЧ) образуется напряжение постоянного тока $[\overline{u^2(t)}/U] = U$, соответствующее среднеквадратическому значению напряжения $u(t)$, поданного на вход квадратора.

Для рассмотренной схемы характерны малая погрешность преобразования и широкий динамический диапазон — во много раз больший, чем у термоэлектрического преобразователя (это позволяет измерять среднеквадратическое значение напряжений сигналов с большим коэффициентом амплитуды). Такой квадратор может быть применен при медленно меняющихся сигналах. Верхняя граничная частота исследуемого синусоидального напряжения $u(t)$ лежит в пределах 5...10 МГц. Схема позволяет осуществить эффективную термокомпенсацию.

Преобразователь средневыпрямленного значения. Это преобразователь напряжения переменного тока в постоянный ток, значение которого пропорционально средневыпрямленному значению напряжения на входе преобразователя. Часто подобный преобразователь представляет собой двухполупериодный выпрямитель, сочетаемый с магнитоэлектрическим усредняющим прибором. Наиболее распространены мостовые схемы (рис. 5.12).

В первой схеме (рис. 5.12,*а*) направление тока через прибор одно и то же в течение обоих полупериодов входного напряжения. Во время положительного полупериода цепь тока состоит из верхнего зажима, диода VD_1, прибора, диода VD_3 и нижнего зажима, при отрицательном полупериоде — из нижнего зажима, диода VD_4, прибора, диода VD_2 и верхнего зажима. Отклонение стрелки микроамперметра при использовании линейного участка характеристики выпрямителя пропорционально средневыпрямленному значению напряжения, подводимого к преобразователю:

$$U_{ср.в} = \frac{1}{T}\int_0^T |u(t)|\,dt.$$

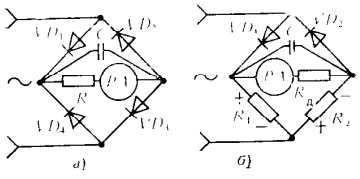


Рис. 5.12

Эта зависимость имеет место при любой форме измеряемого напряжения.

Во второй схеме (рис. 5.12,*б*) во время положительного полупериода входного напряжения цепь тока состоит из верхнего зажима, диода VD_1, резистора R_1 и нижнего зажима. На резисторе R_1 создается падение напряжения. Его измеряет вольтметр, состоящий из микроамперметра и добавочного резистора (на резисторе R_2 в этот полупериод напряжение практически равно нулю). При отрицательной полуволне входного напряжения цепь тока состоит из нижнего зажима, резистора R_2, диода VD_2 и верхнего зажима. Прибор измеряет падение напряжения на резисторе R_2.

Необходимо подчеркнуть, что описанные схемы преобразователей средневыпрямленного значения выполняют свое назначение только при выпрямлении напряжений, значения которых достаточно велики для работы на линейном участке вольт-амперной характеристики диода. Преобразователь, работающий в этом режиме, часто называют линейным. При малых напряжениях, когда используется начальный участок характеристики, преобразование получается квадратичным.

Преобразователи СВЧ вольтметров. Одним из достоинств электронных вольтметров, как уже отмечалось, является слабая зависимость показания прибора от частоты. Однако при измерениях напряжений в диапазоне СВЧ такая зависимость становится все более ощутимой, что, если не приняты меры, приводит к значительным погрешностям. Это обусловлено влиянием подводящих проводов, резонансными явлениями во входной цепи вольтметра и влиянием конечного времени пролета электронов между электродами диода. Поэтому вольтметры, охватывающие диапазон СВЧ, имеют конструктивные особенности, уменьшающие погрешности измерений:

схема вольтметра начинается с преобразователя, обычно диодного пикового, который имеет наилучшие частотные свойства;

применяются специальные СВЧ измерительные диоды, отличающиеся малыми индуктивностями вводов и междуэлектродными емкостями, т. е. высокой собственной частотой, и малыми углами пролета;

конструктивно преобразователь выполняется в виде выносного пробника, что дает возможность уменьшить до минимума паразитные емкости монтажа и сделать вводы (входные зажимы) в виде очень коротких штырьков, которые вставляются или непосредственно прижимаются к точкам схемы, между которыми нужно измерить напряжение;

тщательная экранировка преобразователя, соединительных проводников и остальных узлов вольтметра во избежание потерь на излучение и наводок.

5.5. УСИЛИТЕЛИ И ПОКАЗЫВАЮЩИЕ ПРИБОРЫ СТРЕЛОЧНЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ

Усилители. Применяются усилители напряжений как постоянного, так и переменного тока. Первые входят в состав вольтметров постоянного тока, а также включаются после преобразователя в вольтметрах переменного тока, вторые включаются до преобразователя.

Усилители постоянного тока (УПТ) выполняют роль усилителей мощности, с помощью которых достигается мощность, достаточная для приведения в действие электроизмерительного механизма магнитоэлектрического прибора. Они согласуют малое внутреннее сопротивление измерительного прибора с высоким сопротивлением нагрузки преобразователя или входного делителя напряжения.

В электронных вольтметрах УПТ должны иметь высокую стабильность коэффициента усиления и пренебрежимо малый дрейф выходной величины. Часто их выполняют по мостовым схемам с отрицательной обратной связью. Преимущественное применение мостовых схем обусловлено сравнительной простотой установки нуля без вспомогательных источников; существенным уменьшением дрейфа вследствие того, что любые изменения в обеих половинах моста одинаковы; значительным уменьшением влияния помех, так как помехи наводят в электронных приборах, включенных в соседние плечи, примерно одинаковые напряжения, что не вызывает дополнительного разбаланса моста. Отрицательная обратная связь повышает стабильность работы схемы и делает ее нечувствительной к перегрузкам. Характеристика усилителя, выполненного по мостовой схеме с обратной связью, линейна в достаточно широких пределах.

В микровольтметрах постоянного тока, где требуется усиление весьма слабых сигналов, во избежание дрейфа используют усилительные устройства с преобразованием напряжения постоянного тока в напряжение переменного тока, получившие название усилителей с конвертированием (рис. 5.13). Идея, положенная в основу работы подобных усилителей, сводится к следующему. Усиливаемое напряжение постоянного тока предварительно подается на конвертор — преобразователь напряжения постоянного тока в напряжение переменного тока (амплитуда которого пропорциональна значению напряжения постоянного тока, а фаза зависит от его знака). Оно усиливается многокаскадным усилителем напряжения переменного тока и затем детектируется в схеме фазочувствительного детектора (для получения соответствия по знаку между выходным и входным напряжениями). Вследствие того, что для усиления используется усилитель напряжения переменного тока, факторы, вызывающие дрейф выходной величины в УПТ, не влияют на выходное напряжение и оно остается постоянным.

В случаях, когда требуются вольтметры постоянного тока с очень большим входным сопротивлением, применяют электрометрические лампы, сеточные токи которых не превышают 10^{-15} А, а сопротивление утечки входной сетки составляет не менее 10^{15} Ом. Вследствие этого электрометрические схемы имеют входное сопротивление 10^{10}—10^{15} Ом.

Усилители напряжения переменного тока должны иметь высокую чувствительность, большое значение и высокую стабильность коэффициента усиления, малые нелинейные искажения, широкую полосу пропускания. Чтобы выполнить эти требования, усилитель охватывают отрицательной обратной связью. Так как последняя уменьшает коэффициент усиления, то усилители делают многокаскадными — обычно трех- или шестикаскадными. Каждые три каскада образуют блок, охваченный отрицательной обратной связью.

У многих вольтметров выходные зажимы усилителя выведены на лицевую панель. Это позволяет использовать прибор как усилитель (часто широкополосный).

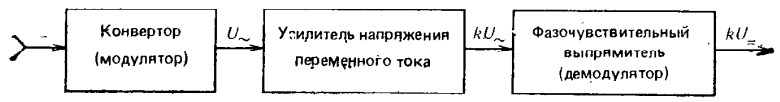


Рис. 5.13

Стрелочные измерительные приборы. В электронных вольтметрах, выпускаемых промышленностью, в качестве стрелочных измерительных приборов используют, как правило, магнитоэлектрические микроамперметры с пределами измерения 100...1000 мкА. Применение микроамперметров (а не миллиамперметров) объясняется не только стремлением повысить чувствительность, но и необходимостью получения малых токов во всех цепях схемы, особенно в ветвях мостовых схем. Приборы градуируются обычно в вольтах (милливольтах, микровольтах).

5.6. ОСОБЕННОСТИ ВОЛЬТМЕТРОВ ИМПУЛЬСНОГО ТОКА

Электронные вольтметры для измерения амплитуды напряжения импульсов, образующих периодическую последовательность, — это приборы с пиковым преобразователем, шкалы которых градуированы в пиковых значениях. Стрелочные вольтметры импульсного тока, как правило, выполняют по схеме преобразователь — УПТ — магнитоэлектрический прибор (см. рис. 5.5). Конструктивно вольтметр состоит из выносного пробника и УПТ со стрелочным измерительным прибором, заключенных вместе с источником питания в общий футляр, на лицевую панель которого выводятся выключатели и показывающий прибор. В пробнике имеется переключатель, изменяющий схему включения диода при измерении импульсов различных полярностей.

Принцип действия такого вольтметра не отличается от принципа действия амплитудного вольтметра синусоидального напряжения.

Вольтметры импульсного тока преимущественно выполняют по схеме с закрытым входом, однако имеются и вольтметры с открытым входом. При закрытом входе прибор измеряет пиковое значение импульсного напряжения без постоянной составляющей ($U'_m = U_m - U_0$).

Определим погрешность измерения амплитуды U_m импульса, обусловленную закрытым входом. При исследовании периодической последовательности прямоугольных импульсов с большой скважностью Q закрытый вход практически не влияет на показания вольтметра, так как постоянная составляющая мала ($U_0 = U_m/Q$). При низкой скважности, когда постоянная составляющая значительна, погрешность измерения становится весьма существенной. Отсчет по прибору U'_m меньше истинной амплитуды импульса U_m на значение постоянной составляющей U_0, следовательно, относительная погрешность

$$\delta_{U_m} = (U'_m - U_m)/U_m = [(U_m - U_0) - U_m]\ U_m = -1/Q. \quad (5.13)$$

Например, если $Q=5$, то $\delta = -20\%$. Эта погрешность систематическая. Ее можно учесть, внеся поправку.

Весомая методическая погрешность связана с тем, что среднее напряжение U_C на конденсаторе пикового преобразователя всегда меньше измеряемого пикового значения U_m, так как конденсатор C успевает несколько разрядиться в интервале между двумя со-

седними импульсами периодической последовательности. При больших скважностях погрешность измерения может оказаться значительной. Она обусловлена тем, что за время, пока длится импульс, конденсатор пикового детектора не успевает полностью зарядиться, а в течение паузы между импульсами он существенно разряжается. В таких случаях среднее напряжение, устанавливающееся на конденсаторе за период $T_с$ следования импульсов, заметно меньше U_m.

Эта погрешность находится из условия сохранения заряда: заряд, теряемый конденсатором за время паузы $T_с - \tau_и \approx T_с$, равен заряду, сообщаемому конденсатору за время импульса $\tau_и$. Ее можно определить по формуле

$$\delta_{U_m} = -Q/\{[R/(R_i + R_и)] + Q\},$$

где R — сопротивление нагрузки; R_i — внутреннее сопротивление диода; $R_и$ — выходное сопротивление исследуемого источника.

Входное активное сопротивление пикового преобразователя при измерении импульсных напряжений можно найти из условия баланса энергий: энергия, подводимая за время $\tau_и$ действия импульса к входному сопротивлению, $W_1 = U^2_m \tau_и / R_{вх}$, равна энергии, расходуемой на нагрузочном резисторе сопротивлением R за время паузы между импульсами: $W_2 = (U^2_C/R)(T_с - \tau_и)$. Полагая, что $U_C \approx U_m$ и $T_с - \tau_и \approx T_с$, получаем:

$$R_{вх} \approx R\tau_и / T_с = R/Q.$$

Таким образом, входное сопротивление детектора оказывается в Q раз меньше сопротивления R его нагрузки.

Наряду с измерениями амплитуды импульсов периодической последовательности нередко необходимо измерять пиковое значение одиночных и редко повторяющихся импульсов. Подобные измерения можно осуществить несколькими методами. Одним из наиболее распространенных является метод преобразования импульсного напряжения в квазипостоянное. Функции преобразователя обычно выполняют диодно-емкостные расширители импульсов. Их действие основано на продолжительном сохранении заряда конденсатора, накопленного за время действия импульса. Простейшим расширителем может служить диодный пиковый преобразователь с открытым входом, у которого постоянная времени цепи заряда конденсатора очень мала, а постоянная времени разряда — весьма велика.

Известен также метод амплитудно-временного преобразования. Поскольку вольтметры, в которых воплощен данный метод, преимущественно цифровые, он излагается в § 5.9.

5.7. ЗАВИСИМОСТЬ ПОКАЗАНИЙ ВОЛЬТМЕТРА ОТ ФОРМЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Многочисленные электронные вольтметры, выпускаемые промышленностью, содержат преобразователи разных типов: пиковые,

квадратичные, средневыпрямленного значения. Шкалы электронных вольтметров градуируют в значениях различных параметров напряжения, причем далеко не всегда в значениях того параметра, который соответствует типу преобразователя. Например, преобразователь может быть пиковым, а шкала проградуирована в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения. Поэтому при подключении нескольких вольтметров к одному источнику отсчеты могут быть неодинаковыми.

Пользователь, измеряющий напряжение, должен уметь правильно определять результат измерений по показанию прибора. Решая эту задачу, опираются на градуировочную характеристику вольтметра[1], устанавливающую соотношение между показанием прибора $A_п$ и значением определенного параметра A напряжения, подводимого к входу прибора:

$$A_п = cA, \qquad (5.14)$$

где c — градуировочный коэффициент, зависящий от типа преобразователя и измеряемого параметра, обеспечивающий получение прямого отсчета при измерении данного параметра.

Для большей наглядности удобно представить формулу, определяющую градуировочный коэффициент, в виде

$$c = \frac{\text{параметр напряжения, в значениях которого проградуирована шкала}}{\text{параметр того же напряжения, соответствующий типу преобразователя}}. \qquad (5.15)$$

Из этой формулы видно, что если шкала вольтметра проградуирована в значениях параметра, соответствующего типу преобразователя, то градуировочный коэффициент $c = 1$. Так, $c = 1$, когда либо преобразователь пиковый и шкала проградуирована в пиковых значениях напряжения, либо преобразователь квадратичный и на шкале нанесены среднеквадратические значения, либо преобразователь средневыпрямленного значения и шкала градуирована в средневыпрямленных значениях. У таких приборов градуировочная характеристика не зависит от формы напряжения, посредством которого производилась операция градуировки шкалы.

Найдем градуировочные коэффициенты для случаев, когда нет соответствия между типом преобразователя и значениями параметра, нанесенными на шкалу вольтметра.

1. Преобразователь пиковый, шкала проградуирована в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения (в таких ситуациях обязательно следует указать форму напряжения, по которому градуировалась шкала прибора). Тогда согласно (5.15)

[1] Градуировочная характеристика средства измерений — это зависимость между значениями величины на выходе и входе средства измерений, представленная в виде формулы, таблицы или графика.

$$c=\frac{\text{среднеквадратическое значение синусоидального напряжения}}{\text{пиковое значение синусоидального напряжения}}=\frac{1}{\sqrt{2}}.$$

2. Преобразователь средневыпрямленного значения, шкала проградуирована в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения:

$$c=\frac{\text{среднеквадратическое значение синусоидального напряжения}}{\text{средневыпрямленное значение синусоидального напряжения}}=1{,}11.$$

Шкалы подавляющего большинства стрелочных электронных вольтметров переменного тока градуируют в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения. Это объясняется тем, что при измерении гармонического напряжения преимущественно интересуются его среднеквадратическим значением U. Если преобразователь вольтметра квадратичный, то, как уже было выяснено, $c=1$. Тогда показание прибора непосредственно соответствует среднеквадратическому значению напряжения, т. е. $A_{\text{п}}=U$. Для преобразователей других типов коэффициент c отличен от 1.

Шкалы импульсных вольтметров, предназначенных для измерения максимальных значений U_m напряжений импульсов, градуируют в пиковых значениях. Коэффициент $c=1$ и показание прибора равно пиковому значению напряжения, поданного на вход вольтметра, т. е. $A_{\text{п}}=U_m$.

Иногда при измерении синусоидального напряжения вольтметром, шкала которого проградуирована в среднеквадратических значениях этого напряжения, интересуются другими параметрами — амплитудным (пиковым) или средневыпрямленным значением. Данную задачу несложно решить, но измерения получаются косвенными: для нахождения интересующего пользователя параметра используют известную зависимость между ним и непосредственно измеряемым среднеквадратическим значением. Напомним еще раз, что амплитудное, среднеквадратическое и средневыпрямленное значения синусоидального напряжения связаны строго определенными соотношениями: $U_m=1{,}41U$; $U_{\text{ср.в}}=0{,}9U$, но они справедливы только для сигналов синусоидальной формы.

На практике часто приходится измерять параметры напряжений несинусоидальной формы. Разумеется, при большом парке приборов следует выбирать вольтметр, позволяющий осуществить прямые измерения данного параметра напряжения. Но нередки такие ситуации, когда пользователь располагает только вольтметрами для синусоидальных напряжений, а требуется измерить определенный параметр напряжений несинусоидальной формы. Возможен и случай, когда имеется прибор для измерения напряжений произвольной формы, шкала которого всегда градуируется в среднеквадратических значениях, а желательно определить, например, пиковое значение напряжения несинусоидальной формы. В подобных ситуациях находят интересующий пользователя параметр исследуемого напряжения, применив вольтметр не по прямому назначению, т. е. проводят косвенные измерения.

При измерении напряжений несинусоидальной формы следует ответить на следующие четыре вопроса:

1. Какой параметр несинусоидального напряжения может быть измерен данным вольтметром?

2. Дает ли показание прибора непосредственно значение этого параметра?

3. Если не дает, то как по показанию прибора найти значение параметра, измеряемого данным вольтметром?

4. Как определить значения других параметров?

Последовательно ответим на вопросы.

1. Фактически измеряемый прибором параметр напряжения определяется типом преобразователя: каков преобразователь — пиковый, квадратичный или средневыпрямленного значения, таков и фактически измеряемый параметр. Данный вольтметр измеряет только параметр, соответствующий типу преобразователя.

2. Необходимо знать, в значениях какого параметра проградуирована шкала. Если в формуле (5.14) коэффициент $c=1$, то прибор показывает непосредственно значение измеряемого параметра.

3. Вычисляем градуировочный коэффициент c согласно (5.15) и, пользуясь градуировочной характеристикой (5.14), записываем уравнение, связывающее конкретный параметр напряжения с показанием прибора: $A=A_{\text{п}}/c$. Так, если преобразователь данного вольтметра пиковый и шкала проградуирована в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения, то $c=1/\sqrt{2}$, $A=U_m$ и, следовательно, $U_m=\sqrt{2}A_{\text{п}}$.

4. Чтобы найти значения параметров напряжения, не соответствующих типу преобразователя, необходимо располагать значениями коэффициентов амплитуды и формы или моделью исследуемого сигнала (описанием формы напряжения), подаваемого на вход вольтметра.

Измеряя параметры несинусоидального напряжения вольтметром с закрытым входом, следует учитывать, что на преобразователь поступает напряжение исследуемого сигнала без постоянной составляющей. Форма этого напряжения, отличающаяся от формы напряжения исходного сигнала, характеризуется «своими» значениями коэффициентов амплитуды и формы $k'_{\text{а}}=U'_m/U'$ и $k'_{\text{ф}}=U'/U'_{\text{ср.в}}$, причем в общем случае $k'_{\text{а}}\neq k_{\text{а}}$ и $k'_{\text{ф}}\neq k_{\text{ф}}$.

Изложенное показывает, что параметры несинусоидальных напряжений нужно измерять очень вдумчиво, с большим вниманием

ем. Применять прибор с преобразователем, не соответствующим параметру напряжения, который требуется измерить, целесообразно лишь тогда, когда отсутствуют вольтметры, непосредственно измеряющие интересующий нас параметр.

5.8. ЦИФРОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

Отличительные особенности. Цифровые вольтметры широко распространены в технике измерения напряжений постоянного и переменного тока. Это объясняется многими достоинствами их: высокой точностью (на несколько порядков выше, чем у аналоговых вольтметров), широким диапазоном измерений при высокой чувствительности, отсчетом в цифровой форме (практически исключающим глазомерные ошибки и создающим удобство наблюдения на расстоянии), автоматическим выбором предела и полярности, относительной простотой осуществления документальной регистрации показаний, возможностью получения результатов наблюдений в форме, удобной для ввода в ЭВМ, возможностью выхода на интерфейсную шину и включения в состав измерительно-вычислительного комплекса.

Основные недостатки цифровых вольтметров: сложность схемы, более высокая стоимость и меньшая надежность, чем у аналоговых, бо́льшие габариты. Однако достижения в области микроэлектроники способствуют устранению или уменьшению этих недостатков.

Дальнейшее развитие цифровых вольтметров, расширение их возможностей и улучшение характеристик осуществляется на основе применения микропроцессоров, встроенных в прибор.

Классифицировать цифровые вольтметры можно по различным признакам. Здесь ограничимся тремя признаками:

По назначению (возможности применения) различают цифровые вольтметры постоянного тока, универсальные (для измерения напряжений постоянного и переменного токов), импульсные.

По схемному решению вольтметры делят на две основные группы: с жесткой логикой (см. § 5.9) и микропроцессорным программным управлением (см. § 5.10).

По методу аналого-цифрового преобразования, которое является непременной процедурой измерения напряжения цифровым вольтметром, различают приборы со следующими видами преобразований: время-импульсным (с одно-, двух- и трехкратным интегрированием), по методу взвешивания или поразрядного кодирования, напряжения в частоту (частотно-импульсным преобразованием), по методу считывания.

Число разрядов и расширение диапазона показаний. В цифровых вольтметрах показание отображается цифровым дисплеем. Поскольку цифровые вольтметры — приборы высокой точности, выполняющие измерения в широком диапазоне, то для них характерны многоразрядные цифровые дисплеи. К таким приборам можно отнести например, 3 $^1/_2$-разрядный (полной шкале соответствует число 1999) или 6 $^1/^2$-разрядный (полная шкала — число 1499999) вольтметры.

Говоря о дисплее цифрового вольтметра, необходимо ответить на вопросы: «Что означает выражение 3$^1/_2$ разряда?», «Как понимать $^1/_2$ разряда?».

Разрядность цифрового вольтметра — число полных десятичных разрядов, которые индицируются цифрами от 0 до 9. Например, прибор с тремя разрядами может давать следующие максимальные показания при различных пределах измерений: 999 В; 99,9 В; 9,99В; 0,999 В. Цифровой вольтметр, позволяющий индицировать дополнительно еще один разряд, но не полностью, называют прибором с расширенным диапазоном показаний или соответственно 3 $^1/_2$, 4 $^1/_2$, 5 $^1/_2$, 6 $^1/_2$-разрядным вольтметром. Например, если максимальное показание вольтметра не 0,999 В, а 1,999 В, то это уже 3 $^1/_2$-разрядный вольтметр (при максимальном показании 9,999 В, т. е. полном четвертом разряде, был бы четырехразрядный вольтметр). Итак, дисплей n $^1/_2$-разрядного цифрового вольтметра индицирует n младших разрядов полностью (цифры могут изменяться от 0 до 9) и один (старший) разряд не полностью.

Введение дополнительного неполного разряда расширяет поддиапазон показаний. Это позволяет без потери точности измерить напряжение, значение которого немного выше конечного значения установленного предела измерений. Например, у 4 $^1/_2$-разрядного вольтметра при конечном значении предела измерений 10 В верхняя граница поддиапазона показаний может быть 14,999 В (50%-ное расширение поддиапазона). Допустим, что значения измеряемого напряжения изменяются от 9,93 до 10,21 В. Четырехразрядный вольтметр (четыре полных десятичных разряда или, иначе, «4×9») при установленном пределе 10 В дает максимальное показание 9,990 В. Следовательно, значение 9,93 будет отображено дисплеем правильно, а значение 10,21 В будет зафиксировано как 9,999 В (если перейти к пределу 100 В, то показание 10,21 В будет на начальном участке шкалы). У 4 $^1/_2$-разрядного вольтметра при установленном пределе 10 В оба значения (9,93 и 10,21 В) будут индицироваться дисплеем, причем погрешности обоих показаний практически одинаковы.

Следует отметить, что дисплей цифрового вольтметра отображает не только числа, но и единицы измерения.

Характеристика точности. Класс точности цифрового вольтметра определяется пределом допускаемой основной относительной погрешности (выраженной в процентах от показания прибора), формула которой согласно (1.13) имеет вид

$$\delta = \pm [c + d|A_к/A_п - 1|], \qquad (5.16)$$

где c и d — постоянные числа, характеризующие класс точности конкретного вольтметра, $A_п$ — показание прибора, $A_к$ — конечное значение установленного предела измерения

Для представления о возможностях современных цифровых вольтметров приведем значение относительной погрешности одного из наиболее точных приборов — 8 $^1/_2$-разрядного вольтметра.

При измерении напряжения постоянного тока в соответствии с (1.12):

$$\delta = \begin{cases} \pm [0{,}0013 + 0{,}003\, A_к/A_п] \text{ для } A_к = 100 \text{ В} \\ \qquad \text{(чувствительность 1 мкВ);} \\ \pm [0{,}0016 + 0{,}006\, A_к/A_п] \text{ для } A_к = 0{,}1 \text{ В} \\ \qquad \text{(чувствительность 10 нВ).} \end{cases}$$

При измерении напряжения переменного тока в диапазоне частот от 10 до 100 кГц:

$$\delta = \begin{cases} \pm [0{,}28 + 0{,}08\, A_к/A_п] \text{ для } A_к = 100 \text{ В} \\ \qquad \text{(чувствительность 10 мкВ);} \\ \pm [0{,}1 + 0{,}08\, A_к/A_п] \text{ для } A_к = 0{,}1 \text{ В} \\ \qquad \text{(чувствительность 1 мкВ).} \end{cases}$$

Следует иметь в виду, что относительная погрешность цифрового вольтметра и число разрядов, отображаемых дисплеем, — характеристики взаимосвязанные: уменьшение числа разрядов влечет за собой увеличение возможной относительной погрешности.

На точность и чувствительность цифрового вольтметра влияют помехи общего вида и нормального (последовательного) вида. Кратко поясним их происхождение, способы и характеристики подавления.

Помеха общего вида. Прежде чем рассматривать помеху этого вида, необходимо обратить внимание на важную конструктивную особенность современных цифровых вольтметров высокой точности. В них предусматривают четыре входных зажима, обозначаемые соответственно: H (от слова High — высокий), L (от слова Low — низкий), G (от слова Guard — защита) и знаком ⊥ — «корпус прибора». Назначение каждого из этих зажимов поясним по ходу изложения.

Иногда цифровым вольтметром необходимо измерить напряжение источника, у которого оба выходных зажима находятся под некоторыми, не равными нулю, потенциалами относительно корпуса. Такие источники напряжения называют «плавающими». На рис. 5.14,*а* приведен пример плавающего источника (он очерчен штриховыми линиями; буквой B обозначен зажим высокого потенциала относительно корпуса источника, буквой A — зажим низкого потенциала). Если подключить цифровой вольтметр к источнику напряжения постоянного тока так, как показано на рис. 5.14,*б*, то на входном сопротивлении вольтметра помимо измеряемого напряжения будет падать напряжение помехи, обусловленное разностью потенциалов e_0. Ее называют напряжением помехи общего вида. На рис. 5.14,*б* резисторы R_1 и R_2 представляют

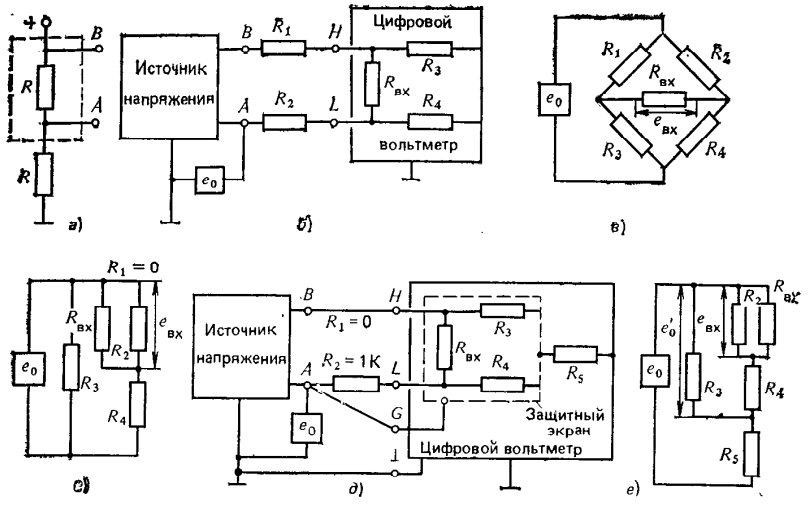


Рис. 5.14

сопротивления в соединительных цепях, резистор R_3 — сопротивление изоляции между входным зажимом H вольтметра и его корпусом, резистор R_4 — сопротивление изоляции между входным зажимом L и корпусом, резистор $R_{вх}$ соответствует входному сопротивлению вольтметра.

На рис. 5.14,*в* приведена эквивалентная мостовая схема, составленная из перечисленных резисторов, в диагонали которой напряжение $e_{вх}$ — результат воздействия помехи общего вида. При сбалансированной мостовой схеме $e_{вх}=0$. Но в реальной конструкции цифрового вольтметра сопротивление резистора R_4 много меньше сопротивления резистора R_3 и при равных сопротивлениях резисторов R_1 и R_2 мост разбалансирован, поскольку не выполняется условие баланса моста $R_1R_4=R_2R_3$. На резисторе $R_{вх}$ выделяется напряжение $e_{вх}$, служащее источником погрешности измерения. Худший случай разбаланса имеет место, когда $R_1<R_2$.

Реакция цифрового вольтметра на напряжение e_0 помехи общего вида тем слабее, чем меньше отношение $e_{вх}/e_0$. Степень подавления помехи принято характеризовать обратной величиной $(e_0/e_{вх})$, выраженной в логарифмических единицах — децибелах: $20\lg(e_0/e_{вх})$. Отношение $e_0/e_{вх}$ определяется для худшего случая разбаланса мостовой схемы, т. е. для $R_1=0$ и $R_2=1$ кОм. Соответствующая этому случаю мостовая схема приведена на рис. 5.14,*г*.

Так как входное сопротивление $R_{вх}$ цифрового вольтметра велико — обычно оно лежит в пределах 10 МОм ... 1 Гом, то экви-

валентное сопротивление параллельно включенных резисторов R_2 и $R_{вх}$ определяется сопротивлением разистора R_2. Следовательно, $e_{вх}=e_0R_2/(R_2+R_4)\approx e_0R_2/R_4$ и степень подавления помехи общего вида определяется из выражения $20\lg R_4/R_2$.

Для ослабления влияния помехи общего вида (усиления подавления) в конструкцию вольтметра вводят защитный экран, показанный на рис. 5.14,*д*. Резистор R_5, включенный между защитным экраном и корпусом прибора, соответствует сопротивлению изоляции между ними, которое стараются сделать возможно большим. На рис. 5.14,*д* изображены все четыре входных зажима прибора, причем зажим G («защита») подключен к зажиму A источника напряжения. Эквивалентная схема, соответствующая этим соединениям, показана на рис. 5.14,*е*. Сопоставляя данную схему с эквивалентной, приведенной на рис. 5.14,*в*, несложно установить следующие соотношения: $e_{вх}\approx e'_0R_2/R_4$ и $e'_0\approx e_0R_4/R_5$. Формула для определения степени подавления помехи общего вида запишется в форме $20\lg(e_0/e_{вх})\approx 20\lg(R_5/R_2)$. Например, если у данного вольтметра $R_5=10^{10}$ Ом и $R_2=10^3$ Ом, то в режиме измерения напряжения постоянного тока степень подавления помехи общего вида 140 дБ.

В режиме измерения напряжения переменного тока при тех же сопротивлениях эквивалентных резисторов R_2 и R_5 степень подавления общей помехи получается меньшей из-за шунтирующего действия паразитных емкостей. Так как емкость между зажимом L и корпусом намного больше емкости между зажимом H и корпусом, то первое значение является определяющим. Например, емкость, шунтирующая резистор R_5, может иметь реактивное сопротивление 1 МОм на частоте 50 Гц, что намного ниже сопротивления резистора R_5. Поэтому в формулу для определения степени подавления нужно вместо значения R_5 поставить значение реактивного сопротивления. При указанном значении 1 МОм и $R_2=1$ кОм степень подавления будет $20\lg(10^6/10^3)=60$ дБ.

Помеха нормального вида. Результат измерения напряжения постоянного тока цифровым вольтметром может быть заметно искажен помехами внешних источников. Как показали исследования, особенно сильно проявляется помеха, обусловленная влиянием сети переменного тока, от которой питается прибор. Напряжение помехи оказывается включенным последовательно с измеряемым напряжением, и поэтому помеху нормального вида называют также помехой последовательного вида. Итак, помеха нормального или последовательного вида представляет собой синусоидальное напряжение, изменяющееся с частотой переменного тока питающей сети. Эффективным способом подавления такой помехи является интегрирование измеряемого напряжения. Рассмотрим суть этого способа.

При наличии помехи нормального (последовательного) вида напряжение, поступающее на входные зажимы цифрового вольтметра, представляет собой аддитивную смесь измеряемого напряжения постоянного тока U_0 и напряжения помехи $U_{m\,н.п}\times\sin[(2\pi/T)t+\varphi]$, т. е.

$$u_{вх}=U_0+U_{m\,н.п}\sin[(2\pi/T)t+\varphi].$$

Среднее значение напряжения $u_{вх}$ за интервал T_1 определится из выражения

$$\bar{u}_{вх}=\frac{1}{T_1}\int_0^{T_1}u_{вх}\,dt=\frac{1}{T_1}\int_0^{T_1}\left[U_0+U_{m\,н.п}\sin\left(\frac{2\pi}{T}t+\varphi\right)\right]dt.$$

Выполнив интегрирование, получим

$$\bar{u}_{вх}=U_0-\frac{U_{m\,н.п}\,T}{2\pi T_1}\left[\cos\left(\frac{2\pi}{T}T_1+\varphi\right)-\cos\varphi\right]. \qquad (5.17)$$

Если длительность интервала T_1 равна или кратна периоду T помехи, т. е. $T_1=nT$ (где n — целое число), то второй член правой части (5.17) обращается в нуль и $\bar{u}_{вх}=U_0$.

Таким образом, процедура интегрирования входного напряжения, осуществляемая в цифровых вольтметрах, получивших название интегрирующих вольтметров (см. § 5.10), существенно ослабляет, подавляет помеху нормального вида. Очевидно, что погрешность измерения, обусловленная нормальной помехой,

$$\Delta_{н.п}=\overline{u_{вх}}-U_0=\frac{U_{m\,н.п}\,T}{2\pi T_1}\left[\cos\varphi-\cos\left(\frac{2\pi}{T}T_1-\varphi\right)\right] \qquad (5.18)$$

при строгих равенстве или кратности T_1 и T (при бесконечно большой степени подавления помехи) равна нулю. В реальном приборе эти условия полностью не выполнимы и подавление нормальной помехи конечно. Его характеризуют отношением $U_{m\,н.п}/\Delta_{н.п}$, выраженным в логарифмических единицах (децибелах)

$$20\lg\frac{2\pi T_1}{T[\cos\varphi-\cos(2\pi T_1/T-\varphi)]}$$

или

$$20\lg\frac{U_{m\,н.п}}{\Delta_{н.п}}=20\lg\frac{2\pi T_1 f}{\cos\varphi-\cos(2\pi T_1 f-\varphi)}, \qquad (5.19)$$

где $f=1/T$ — частота помехи.

Как видно из (5.19), степень подавления теоретически бесконечно велика, если $n=T_1f$ — целое число. Отсюда следует, что при данном значении интервала интегрирования T_1, выбранном для подавления сетевой помехи частотой $f=50$ Гц в n раз большим ее периода $T=20$ мс, бесконечно большая степень подавления имеет место на каждой из частот $f_i=if/n$, где $i=1, 2, 3\ldots$

Например, если интервал интегрирования $T_1=100$ мс и соответственно $n=T_1f=5$, то бесконечно большая степень подавления будет при значениях частоты помехи, кратных 10 Гц, т. е. 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70 Гц и т. д. Этот пример иллюстрирует рис. 5.15.

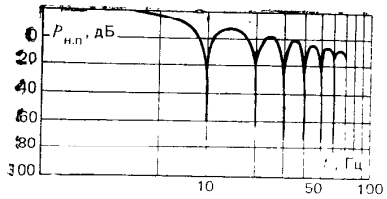


Рис. 5.15

В реальных приборах степень подавления помехи нормального вида, достигаемая путем интегрирования, как правило, 60... ...70 дБ (без дополнительной фильтрации).

В цифровых вольтметрах для подавления помех (не только указанных видов, но и флуктуационных) применяют также фильтры. Так, в приборе высокой точности, характеристики которого были приведены в предыдущем разделе данного параграфа, осуществлены три варианта цифровой фильтрации. В интегрирующих вольтметрах предусмотрены два режима интегрирования: без фильтрации и с фильтрацией. В последнем случае продолжительность одного измерения заметно увеличивается.

Основные характеристики аналого-цифровых преобразователей. Принцип действия цифрового вольтметра определяет прежде всего аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Поэтому рассмотрению конкретных вариантов построения приборов предпошлем сведения о характеристиках АЦП, в очень большой степени определяющих характеристики вольтметра, и предпосылки к выбору АЦП. Поскольку АЦП в цифровом вольтметре служит измерительным преобразователем, то его главные характеристики — метрологические. Их принято делить на статические и динамические [4].

Под статическими понимают характеристики, определяемые статическими погрешностями. К ним относятся:

1. Погрешность квантования — методическая погрешность, представляющая собой погрешность округления, которая появляется вследствие замены мгновенного значения преобразуемого аналогового сигнала ближайшим разрешенным уровнем. Эта погрешность, называемая шумом квантования, определяется размером шага квантования, т. е. числом разрядов АЦП.

2. Погрешность, обусловленная разрешающей способностью — минимальной разностью двух значений преобразуемого напряжения, которую способен различать АЦП.

3. Погрешность смещения нуля — погрешность, характеризующая параллельный сдвиг характеристики квантования реального АЦП относительно характеристики идеального АЦП.

4. Погрешность коэффициента передачи — отличие угла наклона (крутизны) реальной амплитудной характеристики АЦП от угла наклона (крутизны) идеальной характеристики.

5. Погрешность нелинейности — погрешность, обусловленная отличием амплитудной характеристики от идеальной прямой.

6. Временная нестабильность, характеризующая выход статической погрешности за допустимые пределы во времени.

7. Температурная погрешность — дополнительная составляющая статической погрешности, проявляющаяся при изменении окружающей температуры.

К динамическим характеристикам, связанным с динамическими погрешностями, относятся:

1. Частота дискретизации — частота дискретных выборок, т. е. число выборок (запусков АЦП) в секунду. Определяет требования к быстродействию АЦП.

2. Время преобразования — интервал времени между моментом начала преобразования (моментом запуска, подачи импульса — выборки) и моментом появления на выходе АЦП сигнала о конце преобразования, т. е. продолжительность формирования устойчивого слова (кодовой комбинации), соответствующего преобразуемому значению напряжения.

3. Время выборки — интервал времени, в течение которого формируется одно выбранное значение. Этот параметр играет самостоятельную роль, когда применяется схема выборки и запоминания. Если такая схема отсутствует, то время выборки равно времени преобразования.

4. Апертурное время — интервал времени, в течение которого сохраняется неопределенность между результатом преобразования значения выборки и моментом времени, к которому эта выборка относится.

Важной характеристикой является динамический диапазон изменения преобразуемого напряжения сигнала. Эта характеристика определяет требуемое число разрядов АЦП.

Предпосылки к выбору АЦП. Наиболее распространена классификация АЦП, признаком которой служит характер процедуры приближения цифрового кода, получаемого в результате дискретизации времени и квантования уровня, к преобразуемому значению аналогового сигнала. Это процедура может быть последовательной, параллельной или последовательно-параллельной. Соответственно АЦП делят на последовательные, параллельные и последовательно-параллельные.

Хорошо известно, что никакая система не может быть оптимальной во всех отношениях. Оптимальность достижима лишь в определенном смысле. Иначе говоря, при решении задачи оптимизации необходимо задаться критериями, в смысле которых система оптимальна. Предназначенный для применения в цифровом вольтметре АЦП оценивают по двум основным критериям: быстродействию (времени преобразования) и погрешности преобразования (с ней связан динамический диапазон). Эти критерии взаимно противоречивы.

Если задана верхняя граничная частота исследуемого сигнала, то, естественно, быстродействие АЦП не может быть ниже определенного. По критерию быстродействия АЦП условно делят на четыре группы: малого быстродействия ($t_{пр}=10^2 ... 10^5$ мкс); среднего ($t_{пр}=10 ... 100$ мкс); быстродействующие ($t_{пр}=0{,}1 ... 10$ мкс); сверхбыстродействующие ($t_{пр}=0{,}01 ... 0{,}1$ мкс и менее 0,01 мкс).

При построении АЦП малого быстродействия принципиально возможны любые методы преобразования (время-импульсный, преобразования в частоту и др.), однако окончательно выбрать метод невозможно без учета погрешности преобразования и уровня преобразуемых сигналов. В АЦП среднего быстродействия преимущественно осуществляется метод поразрядного уравновешивания. Быстродействующие АЦП строят на основе методов поразрядного уравнове-

шивания и параллельно-последовательного метода. Сверхбыстродействующие АЦП — это, как правило, параллельные АЦП.

Вибирая АЦП, прежде всего стремятся выполнить требование по допускаемой погрешности квантования. При равномерном квантовании максимальное значение абсолютной погрешности составляет $\pm h/2$, а ее среднеквадратическое значение $\sigma_q \approx h/\sqrt{12}$, где h — шаг квантования.

Для идеального АЦП под динамическим диапазоном понимают отношение $d_и = L/\sigma_q$ (L — размах преобразуемого напряжения, причем у детерминированного сигнала $L = 2U_m$, а по отношению к случайному гауссовскому сигналу $x(t)$ с нулевым средним и среднеквадратическим значением σ_X обычно принимают $L = 6\sigma_X$). В реальной системе помимо шума квантования могут иметь место внутренние шумы n_i и шумы внешних источников n_e, характеризуемые соответственно среднеквадратическими отклонениями σ_i и σ_e и увеличивающие погрешность преобразования. Она зависит от суммарной дисперсии $\sigma^2_q + \sigma^2_i + \sigma^2_e = \sigma^2_q(1+b^2)$, где $b^2 = (\sigma^2_i + \sigma^2_e)/\sigma^2_q$.

Если число двоичных разрядов АЦП составляет m, то реальный динамический диапазон $d_р = (2^m - 1)\sqrt{12/1+b^2}$. Его обычно выражают в децибелах: $D_р = 20 \lg d_р$. При данных значениях $D_р$ и b требуемое число двоичных разрядов АЦП можно найти по формуле

$$m = 3{,}32 \lg [10^{0{,}05 D_р} \sqrt{(1+b^2)/12} + 1]$$

(с округлением до целого).

5.9. ЦИФРОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ С ЖЕСТКОЙ ЛОГИКОЙ

Как уже отмечалось, выпускаются приборы постоянного тока, переменного тока и универсальные. Современные цифровые вольтметры переменного тока и универсальные чаще всего представляют собой сочетание цифрового вольтметра постоянного тока и высокоточного измерительного преобразователя напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока (эти преобразователи содержатся во входном блоке структурной схемы). Значение выходного напряжения преобразователя соответствует определенному параметру входного напряжения, например среднеквадратическому значению. Показание вольтметра чаще всего выражено в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения (у вольтметров импульсного тока — в пиковых).

Учитывая изложенное, при рассмотрении принципов действия различных видов вольтметров, выполненных по схемам с жесткой логикой, будем полагать их вольтметрами постоянного тока.

Время-импульсный вольтметр. В основе работы время-импульсного вольтметра лежит преобразование измеряемого напряжения постоянного тока в интервал времени, значение которого измеряется цифровым измерителем (заполнение счетными импульсами).

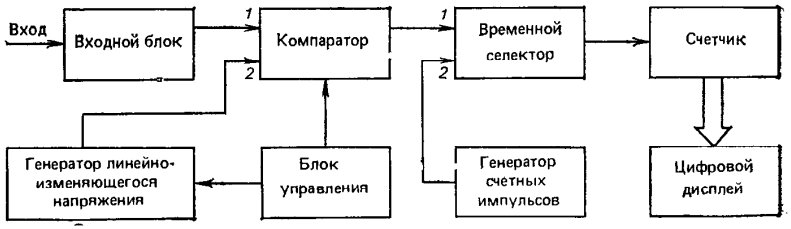


Рис. 5.16

Преобразование осуществляется путем сравнения измеряемого напряжения с линейно-изменяющимся напряжением (однократное интегрирование).

Структурная схема прибора приведена на рис. 5.16. Ее работу поясняют графики, изображенные на рис. 5.17. Напряжение измеряется циклами, задаваемыми блоком управления. В начале цикла (момент t_1, рис. 5.17,*а*) тактовый импульс, посылаемый из блока управления, сбрасывает в нуль показание счетчика, оставшееся от предыдущего цикла, запускает компаратор и генератор линейно-изменяющегося напряжения. Измеряемое напряжение $U_{изм}$, подводимое к входу *1* компаратора (для упрощения рассуждений положим, что коэффициент передачи входного блока равен единице), сопоставляется в нем с линейно-изменяющимся напряжением $u_{лин}$ (рис. 5.17,*б*), подаваемым на вход *2* компаратора от генератора. В момент t_2 фиксируется равенство значений напряжений. На выходе компаратора формируется прямоугольный импульс длительностью $\Delta t = t_2 - t_1$ (рис. 5.17,*в*), поступающий на вход *1* временного селектора и служащий стробирующим. Он заполняется счетными импульсами (рис. 5.17,*г*), подводимыми к входу *2* селектора. Счетчик подсчитывает число m импульсов, поступающих на его вход за интервал времени Δt (рис. 5.17,*д*). Результат измерения отображается соответствующим цифровым дисплеем.

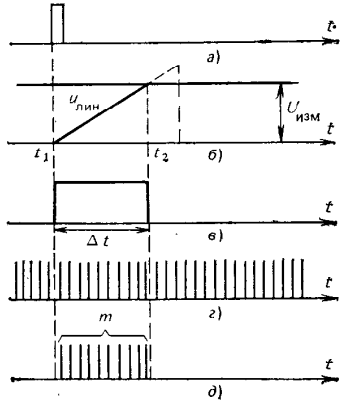


Рис. 5.17

Пользуясь графиками и формулой (4.2), несложно показать, что $U_{изм} = m(v/F_{сч})$, где v — скорость нарастания линейного напряжения (численно равная тангенсу угла наклона линии $u_{лин}$ к оси времени). В приборе отношение $F_{сч}/v$ выбрано равным 10^b (b — целое число) и поэтому $U_{изм} = m \cdot 10^b$, т. е. прибор непосредственно показывает значение

измеряемого напряжения (число b определяет положение запятой в числе m).

Как видно из рассмотренного принципа действия вольтметра, его точность в большой мере зависит от характеристик линейно-изменяющегося напряжения. Вырабатывающий его генератор выполнен по схеме интегратора, который представляет собой операционный усилитель с большим коэффициентом усиления, охваченный глубокой отрицательной обратной связью посредством RC-цепи (§ 3.4). К входу интегратора подключен источник образцового напряжения постоянного тока $U_{обр}$. На выходе получается линейно-изменяющееся напряжение $u_{лин}=-(U_{обр}/RC)t$, когда $t_1 \leqslant t \leqslant t_2$. При высокой стабильности образцового напряжения выходное напряжение интегратора характеризуется высокой степенью линейности (можно добиться, чтобы коэффициент нелинейности не превосходил значения 10^{-6}).

Высокая степень линейности напряжения, с которым сравнивается измеряемое напряжение, — несомненное достоинство рассмотренного время-импульсного вольтметра, но для него характерны два существенных недостатка, заметно понижающих точность прибора: смещение (дрейф) нуля и непостоянство наклона линейно-изменяющегося напряжения, обусловленное изменением параметров R и C компонентов цепи обратной связи интегратора. Эти недостатки послужили причиной того, что подобные время-импульсные вольтметры (с однократным интегрированием) были в значительной степени вытеснены вольтметрами с двойным интегрированием.

Для уменьшения погрешности вольтметра, связанной со смещением нуля, в схемы более поздних выпусков был введен второй компаратор (аналогичный первому), у которого один из входов соединен с корпусом прибора, а второй — с выходом генератора линейно-изменяющегося напряжения.

К другим погрешностям время-импульсного вольтметра относятся погрешности, вносимые компараторами, и погрешности, присущие цифровому измерителю интервалов времени (§ 4.3): нестабильность частоты следования счетных импульсов и погрешность дискретности (± 1 младшего разряда счета).

Вольтметры с двойным интегрированием. Как уже отмечалось, точность описанного варианта время-импульсного преобразования зависит от постоянства наклона линейно-изменяющегося напряжения. Соблюдение этого условия потребовало усложнения схемных решений, использования высокостабильных деталей и термостатирования, тщательного монтажа. Указанного недостатка лишен метод двойного интегрирования (его иногда называют «интегрированием вверх — вниз»). Он оказался весьма удобным для аппаратурного осуществления цифровых вольтметров на основе интегральных микросхем. Приборы, воплощающие этот метод, — одни из наиболее распространенных типов цифровых вольтметров.

Идею метода несложно представить, воспользовавшись структурной схемой вольтметра (рис. 5.18) и графиками на рис. 5.19.

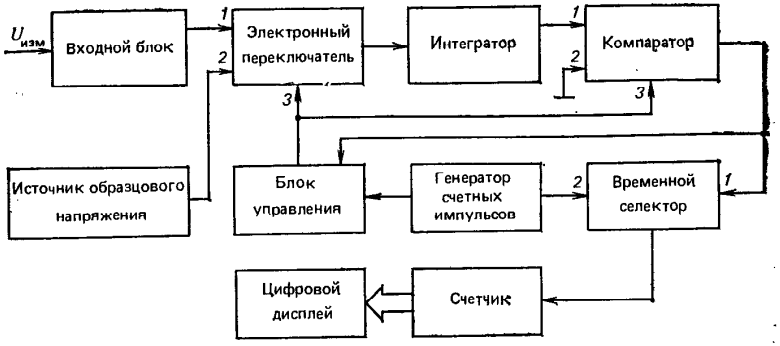


Рис. 5.18

Измеряемое значение напряжения преобразуется в пропорциональное число счетных импульсов. Цикл преобразования $T_ц$ состоит из двух интервалов времени T_1 и T_2, задаваемых соответственно длительностью импульса и паузой между импульсами (рис. 5.19,*а*). В начале цикла блок управления вырабатывает прямоугольный импульс калиброванной длительности T_1 (с крутыми фронтом и срезом), который подается на вход *3* электронного переключателя. В течение интервала T_1 на вход интегратора через входной блок и электронный переключатель поступает измеряемое напряжение постоянного тока. Начинается первый такт интегрирования (вверх), при котором выходное напряжение интегратора растет по линейному закону (рис. 5.19,*б*). Крутизна этого напряжения пропорциональна значению $U_{изм}$.

Продолжительность первого такта интегрирования равна длительности T_1 управляющего импульса. В момент окончания импульса (t_1) электронный переключатель отключает со входа интегратора источник измеряемого напряжения и соединяет вход интегратора с источником образцового напряжения $U_{обр}$, полярность которого противоположна полярности измеряемого напряжения. Начинается второй такт интегрирования («вниз»), в течение которого напряжение на выходе интегратора линейно убывает (рис. 5.19,*б*).

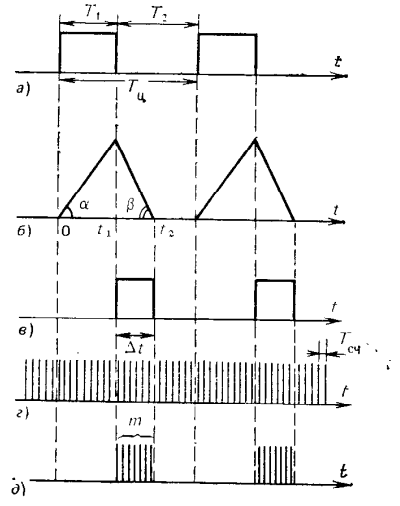


Рис. 5.19

Выходное напряжение интегратора подводится к входу *1* компаратора, вход *2* которого соединен с корпусом прибора. Поэтому момент t_2, когда напряжение на выходе интегратора становится равным нулю, определяет окончание второго такта интегрирования.

С выхода компаратора на вход *1* временного селектора подается прямоугольный стробирующий импульс длительностью $\Delta t = t_2 - t_1$ (рис. 519,*г*), который заполняется счетными импульсами (рис. 5.19,*г* и *д*), подсчитываемыми счетчиком. Их число пропорционально измеряемому значению напряжения. Цикл измерения закончен.

Начало следующего цикла задается фронтом очередного управляющего импульса длительностью T_1, посылаемого управляющим устройством.

Установим связь между длительностью стробирующего импульса Δt и измеряемым значением напряжения $U_{изм}$. Напряжение на выходе интегратора при интегрировании «вверх» в произвольный момент (начало отсчета времени — момент появления фронта импульса длительностью T_1)

$$u_{вых}(t) = \frac{1}{RC}\int_0^t U_{вх}\,dt,$$

где RC — постоянная времени, зависящая от параметров элементов схемы интегратора; $U_{вх} = U_{изм}$ — напряжение на входе интегратора.

В конце интервала T_1 интегрирования «вверх»

$$u_{вых}(T_1) = \frac{1}{RC}\int_0^{T_1} U_{изм}\,dt = U_{изм}\frac{T_1}{RC}. \qquad (5.20)$$

При интегрировании «вниз»

$$u_{вых}(t) = u_{вых}(T_1) - \frac{1}{RC}\int_{T_1}^{t} U_{обр}\,dt.$$

Следовательно, в момент $t_2 = T_1 + \Delta t$ с учетом (5.20) имеем

$$u_{вых}(t_2) = U_{изм}\frac{T_1}{RC} - \frac{1}{RC}\int_{T_1}^{T_1+\Delta t} U_{обр}\,dt = \frac{1}{RC}(U_{изм}T_1 - U_{обр}\Delta t). \qquad (5.21)$$

Так как процесс интегрирования образцового напряжения заканчивается, когда выходное напряжение интегратора становится равным нулю, то, положив в (5.21) $u_{вых}(t_2) = 0$, получим

$$\Delta t = U_{изм}(T_1/U_{обр}). \qquad (5.22)$$

Из (5.22) видно, что интервал Δt прямо пропорционален измеряемому значению напряжения и не зависит от постоянной времени интегратора. В этом достоинство метода двойного интегрирования, так как для его осуществления не требуются схемы с высокостабильными элементами. Кроме того, интервал Δt не зависит от начального напряжения, что имеет место при обычном время-импульсном преобразовании. Коэффициент пропорциональности значений Δt и $U_{изм}$ представляет собой отношение $T_1/U_{обр}$. Так как длительность импульса T_1 и образцовое напряжение могут поддерживаться постоянными с высокой точностью, то погрешность преобразования напряжения в интервал времени весьма мала.

Несложно установить связь между числом m импульсов, сосчитанных счетчиком, и измеренным значением напряжения. Если частота следования счетных импульсов $F_{сч}$ (период $T_{сч}$), то согласно (4.2)

$$\Delta t = m/F_{сч} = mT_{сч}. \qquad (5.23)$$

Сопоставление (5.22) и (5.23) приводит к выражению

$$U_{изм} = mU_{обр}T_{сч}/T_1. \qquad (5.24)$$

Стробирующий импульс длительностью T_1 формируется в блоке управления (рис. 5.18) из счетных импульсов путем деления частоты их следования. Если коэффициент деления q, то $T_1 = qT_{сч}$ и тогда

$$U_{изм} = (U_{обр}/q)\,m. \qquad (5.25)$$

Для данного прибора отношение $c = U_{обр}/q$ — постоянная величина. Ее выбирают равной 10^k В. При этом $U_{изм} = m \cdot 10^{-k}$ и прибор получается прямопоказывающим.

Метод двойного интегрирования позволяет осуществить эффективную защиту от помех нормального (последовательного) вида, измерять напряжения обеих полярностей, получать большое входное сопротивление прибора, достаточно малую погрешность измерений.

При работе цифровых вольтметров наиболее интенсивно проявляется сетевая помеха ($f_{пом} = 50$ Гц). В вольтметре, работающем по методу двойного интегрирования, высокий коэффициент подавления сетевой помехи достигается рациональным выбором интервала интегрирования T_1, кратным периоду сетевой помехи (1/50 с = 20 мс). Последняя сильно подавляется (более подробно см. § 5.8).

Несложно заметить, что в (5.25) непосредственно не входит частота следования $F_{сч}$ счетных импульсов. От ее номинального значения зависит погрешность дискретности, но эта погрешность сохраняется практически постоянной при изменении значения $F_{сч}$ в небольших пределах. С учетом этого обстоятельства схему генератора счетных импульсов строят так, чтобы его выходной сигнал синхронизировался напряжением питающей сети. При этом интервал T_1 кратен периоду сетевой помехи и даже, если он изменится, кратность сохранится.

Имеются цифровые вольтметры, в которых осуществляется тройное (трехкратное) интегрирование. Для них характерно более высокое быстродействие.

Основные составляющие погрешности цнфрового вольтметра, работающего по методу двойного интегрирования, — погрешности преобразования и сравнения.

Погрешность преобразования не завнсит от параметров компонентов R и C интегратора; она определяется нестабильностью длительности T_1 прямоугольного импульса, задающего нитервал первого интегрирования («вверх»), недостаточно высокой точностью и нестабильностью образцового напряжения, а также недостаточно высокой степенью линейностн выходного напряжения интегратора при втором интегрированин («вниз») вследствие паразитного эффекта в конденсаторе, называемого диэлектрическим поглощением [95].

Погрешность дискретности может иметь место при измерении интервала Δt (она рассмотрена в § 4.3). Максимальное значение абсолютной погрешностн составляет ± 1 младшего разряда счета, а максимальное значение относительной погрешности дискретности

$$\delta = \pm 1/m. \qquad (5.26)$$

Из (5.26) видно, что повышение точности измерений требует увеличения числа m, соответствующего данному значению $U_{изм}$. Иначе говоря, измерения тем точнее, чем больше число разрядов, индицируемых цифровым дисплеем вольтметра. Чтобы пояснить, как эта задача решается в приборах с двойным интегрированием, запишем (5.24) в виде

$$U_{изм} = (U_{обр}/F_{сч})\,(m/T_1).$$

Так как у конкретного вольтметра отношение $U_{обр}/F_{сч} = \text{const}$, то

$$U_{изм} = cm/T_1.$$

Несложно установнть, что при определенном значении напряжения $U_{изм}$ число m растет, если увеличивается интервал T_1 интегрирования («вверх»). Следовательно, изменение числа индицируемых разрядов (цены 1 младшего разряда счета) достигается изменением интервала интегрирования T_1.

Вольтметры поразрядного уравновешивания. Сущность метода, называемого также методом взвешивания, заключается в сравненин измеряемого напряжения с рядом образцовых напряжений, значения которых различаются по определенному закону, например, по закону последовательного расположення разрядов двоичного кода. Число, соответствующее набору образцовых напряжений, которым компенсируется измеряемое значение, представляет это значение в закодированной форме. Таким образом напряжение преобразуется в числовой эквивалент.

Напомним, что любое целое число N можно представить в виде

$$N = a_{n-1} h^{n-1} + a_{n-2} h^{n-2} + \ldots + a_1 h^1 + a_0 h^0 = \sum_{i=0}^{n-1} a_i h^i,$$

где h — основание системы счисления; a_i — разрядный коэффициент, i — номер разряда; n — количество разрядов числа N.

В двоичной системе счисления n-разрядное число N запишется так:

$$N_{(2)} = a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + a_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \ldots + a_1 \cdot 2^1 + a_0 2^0, \qquad (5.27)$$

где разрядные коэффициенты a могут принимать только два значения: 0 или 1.

Для формальной записи числа используют одни разрядные коэффициенты, т. е.

$$N \rightarrow a_{n-1} a_{n-2} \ldots a_{n-2} \ldots a_1 a_0.$$

Например, число $35_{(10)}$ в двоичном коде запишется так: $100011_{(2)}$.

Как следует из (5.27), число N определено, если найдены все разрядные коэффициенты a_i. Эта задача при измерении напряжений и решается с помощью цифрового вольтметра поразрядного уравновешивания.

Структурная схема прнбора приведена на рис. 5.20. Для пояснения ее работы воспользуемся числовым примером: для упрощения и наглядности рассуждений предположим, что у данного вольтметра $n = 6$, т. е. шесть двоичных разрядов (младший разряд соответствует 1 мВ) и ожидаемое значение напряжения $U_{изм} = 40{,}7_{(10)}$ мВ. Это напряжение подводится к входу *1* компаратора, вход *2* которого подключен к выходу цифро-аналогового преобразователя (ЦАП). Измерения проводятся циклами, определяемыми блоком управления. Внутри блока управления имеется генератор тактовых сигналов. Его характеристнки выбраны так, что в течение длительности одного цикла генератор вырабатывает $n+1$ тактовых снгналов: нулевой, первый, второй и т. д. Нулевой сигнал приводит схему в исходное состояние после предшествующего цикла.

Первый тактовый сигнал задает начало данного цикла. С появлением этого сигнала на цифровые входы ЦАП из блока управления подается число, содержащее единицу в старшем (шестом) разряде, а в остальных разрядах нули: $100000_{(2)}$. На выходе ЦАП появляется образцовое напряжение, значение которого $32_{(10)}$ мВ. Оно подается на вход *2* компаратора, сравнивающего измеряемое напряжение с образцовым. Сравнение заключается в вычитании второго напряжения из первого. Если значенне $U_{изм}$ больше зна-

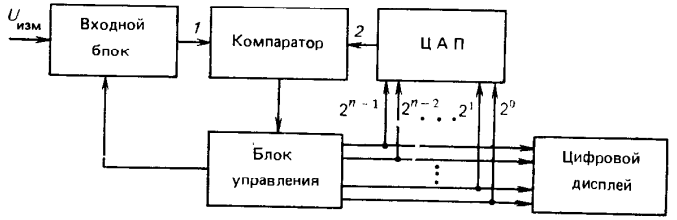


Рис. 5.20

чения $U_{обр}$, т. е. разность $U_{изм}-U_{обр}>0$ («мало»), то выходное напряжение компаратора не воздействует на блок управления. Последний работает в обычном ритме и в следующем такте подает на входы ЦАП число, у которого, помимо единицы в шестом разряде, имеется единица и в следующем (пятом) разряде: $110000_{(2)}$. Этому числу соответствует выходное напряжение ЦАП $32+16=48_{(10)}$ мВ. Сравнение значений $U_{изм}$ и $U_{обр}$ дает $U_{изм}-U_{обр}<0$ («много»). При этом на выходе компаратора образуется сигнал, служащий командой, по которой блок управления снимает со входа пятого разряда ЦАП единицу и устанавливает единицу на входе четвертого разряда: к входам ЦАП подводится число $101000_{(2)}$. Ему соответствует образцовое напряжение $32+0+8=40_{(10)}$ мВ. Теперь $U_{изм}-U_{обр}>0$ («мало») и блок управления работает в обычном ритме. Далее процедура протекает аналогичным образом в соответствии с результатом сравнения на каждом такте. Заканчивается она после шестого такта, когда на входы ЦАП подан числовой код $101001_{(2)}$. В цифровом дисплее этот код дешифруется — преобразуется в десятичное число (в данном случае 41), которое отображается цифровым дисплеем вместе с единицами измерения (мВ).

Погрешности измерения напряжения вольтметром поразрядного уравновешивания определяются главным образом погрешностями меры и сравнения. В данном приборе мера — это источник опорного напряжения ЦАП. Следовательно, погрешность меры зависит от точности соответствия опорного напряжения номиналу и стабильности этого напряжения во времени. Погрешность сравнения складывается из двух составляющих: погрешности непосредственного сравнения и погрешности дискретности. Первая составляющая зависит от чувствительности компаратора и стабильности его порога сравнения. Вторая составляющая определяется числом разрядов цифрового кода. Ее максимальное значение равно единице младшего разряда.

Описанный ЦАП относится к быстродействующим и позволяет получить высокую точность.

Имеются схемы вольтметров поразрядного уравновешивания, выполненные на одной БИС.

Интегрирующий цифровой вольтметр с преобразованием напряжения в частоту. Измерения напряжения цифровыми вольтметрами нередко сопровождаются заметными погрешностями из-за помех. Особенно сильно проявляются помехи, обусловленные влиянием сети переменного тока, от которой питается прибор, пульсациями измеряемого напряжения и т. п. Для их подавления, т. е. для «очистки» измеряемого напряжения, в составе входного устройства вольтметра предусматривают частотные фильтры, что снижает быстродействие вольтметра.

Стремление сочетать высокую помехоустойчивость с приемлемым быстродействием привело к созданию интегрирующих цифровых вольтметров. Один из вариантов осуществления интегрального метода был рассмотрен ранее (метод двойного интегрирования). Второй вариант основан на преобразовании измеряемого напряжения в частоту с последующим измерением среднего значения частоты за установленный интервал времени (рис. 5.21).

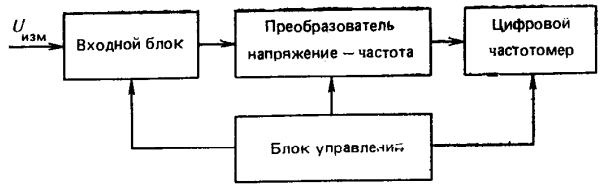


Рис. 5.21

Измеряемое напряжение преобразуется в частоту так, что зависимость между ними линейна:

$$f=ku_{изм}.$$

Напряжению U_0 соответствует частота $f_0=kU_0$. За какой бы интервал ни измерялось среднее значение этой частоты, оно будет равно f_0, если сохраняется неизменным напряжение U_0. При действии периодической симметричной помехи ($u_{изм}=U_0+u_{пом}$) усреднение частоты за интервал, равный периоду напряжения помехи, дает:

$$f_{ср}=\frac{1}{T}\int_0^T f\,dt=\frac{k}{T}\int_0^T u_{изм}\,dt=kU_0.$$

Следовательно, $f_{ср}=f_0$, т. е. измеренное среднее значение частоты равно частоте, соответствующей напряжению U_0, не искаженному помехой.

Преобразование измеряемого напряжения в импульсы, частота следования F_x которых пропорциональна этому напряжению, т. е.

$$F_x=kU_{изм}, \qquad (5.28)$$

позволяет заменить интегрирование суммированием за определенный интервал времени.

Из структурной схемы интегрирующего вольтметра на рис. 5.21 видно, что его основными узлами служат измерительный преобразователь и цифровой (электронно-счетный) частотомер (§ 4.4). В частотомере блок формирования вырабатывает стробирующий импульс длительностью $\Delta t_к$, равной периоду помехи T. Этот импульс заполняется импульсами периодической последовательности с частотой следования F_x. Счетчик частотомера подсчитывает число импульсов, попадающих в интервал: $n=F_x\Delta t_к$. Оно соответствует средней за интервал $\Delta t_к$ частоте следования $F_{x\,ср}$ выходных импульсов преобразователя. Так как $\Delta t_к=T$, то $n=kU_0$.

Измерительные преобразователи напряжение — частота характеризуются пределами преобразуемого напряжения, чувствительностью (крутизной преобразования), имеющей размерность кГц/В или МГц/В, диапазоном частот $F_{макс}-F_{мин}$, начальной ча-

стотой $F_и$, входным сопротивлением, погрешностью преобразования. Схемы преобразователей разнообразны. Их описание можно найти в [24, 29].

Частота следования выходных импульсов измерительного преобразователя «наприжение — частота» в общем случае определяется уравнением

$$F_x = F_н + \Delta F_x = F_н + k u_{изм},$$

где $F_н$ — начальная частота, соответствующая $u_{изм}=0$, ΔF_x — изменение частоты, пропорциональное измеряемому напряжению $u_{изм}$.

Показания вольтметра должны быть прямо пропорциональны измеряемому напряжению. Поэтому в тех случаях, когда начальная частота $F_н$ преобразователя не равна нулю, принимают специальные меры, чтобы $F_н$ не влияла на показания. Эта задача решается несколькими путями [67]. Один из них заключается в следующем.

Перед измерением (при сбросе результата предыдущего измерения) в счетчик записывается число $10^p - g$, где p — число декад, а $g = F_н \Delta t_к$. За время измерения $\Delta t_к$ в счетчик проходят импульсы, общее число которых

$$n = F_x \Delta t_к = F_н \Delta t_к + \Delta F_x \Delta t_к = g + \Delta F_x \Delta t_к.$$

После поступления g импульсов счетчик переполнится, так как накопленное в нем число составит 10^p, и сбросится в нуль. По окончании счета в нем будет зафиксировано число $n - g = \Delta F_x \Delta t_к = F_{x\,ср}$, пропорциональное среднему значению измеряемого напряжения.

5.10. ПРОГРАММИРУЕМЫЕ ЦИФРОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ

Общая характеристика. Новый этап в развитии цифровых вольтметров связан с построением их на основе микропроцессорной системы. Именно в вольтметрах наиболее полно осуществлены преимущества микропроцессорных измерительных приборов, отмеченные в § 2.2: дальнейшее повышение точности, расширение измерительных возможностей, упрощение и облегчение управления, возможность получения различных математических функций измеренных значений, статистическая обработка результатов наблюдений, самокалибровка и самодиагностика, повышение надежности и экономичности, возможность построения программируемых многофункциональных приборов.

В самом общем виде структурная схема микропроцессорного цифрового вольтметра представлена на рис. 5.22.

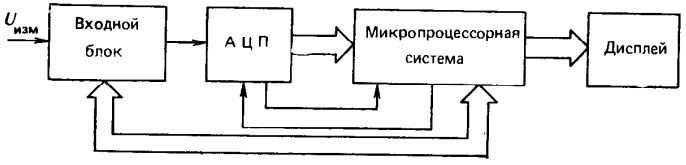


Рис. 5.22

Входной блок содержит аналоговые преобразователи — это прежде всего аттенюатор, усилитель, фильтр, но в некоторых приборах в состав блока может входить также измерительный преобразователь напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока. Такое схемное решение применяется тогда, когда быстродействия микропроцессора недостаточно для вычисления среднеквадратического значения измеряемого напряжения.

Как уже отмечалось, обязательным узлом каждого цифрового вольтметра, и в том числе микропроцессорного, является АЦП. Современная микроэлектронная техника представляет разработчику измерительных приборов АЦП в виде БИС. Однако ие следует полагать, что наличие АЦП и микропроцессора полностью предопределяют успешное создание прибора. При построении цифрового вольтметра требуется правильно применить АЦП, служащий основным измерительным преобразователем, рационально выбрать микропроцессор, осуществить их сопряжение, определить необходимые характеристики остальных модулей микропроцессорной системы, разработать программное обеспечение.

Цифровые вольтметры, выполняемые на основе микропроцессорной системы, измеряют напряжения и постоянного, и переменного тока (а часто также и сопротивление резистора). Они представляют собой многопредельные приборы с автоматическим и ручным переключением диапазонов измерений, проводят статистическую обработку результатов наблюдений, выполняют ряд специфических подпрограмм, существенно расширяющих возможности прибора, осуществляют автокалибровку. Эти приборы отличаются высокими метрологическими характеристиками (данные о точности цифрового вольтметра, приведенные в § 5.8, относятся к микропроцессорному цифровому вольтметру). Следует заметить, что точность измерения среднеквадратического значения напряжения переменного тока зависит от способа получения этого значения: в результате преобразования напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока с помощью специального измерительного преобразователя или непосредственного вычисления микропроцессором по совокупности чисел, соответствующих мгновенным значениям измеряемого напряжения.

Структурная схема. Если в упрощенной схеме вольтметра, приведенной на рис. 5.22, развернуть структуру микропроцессорной системы согласно рис. 2.2 и дополнить эту схему специфическими для измерительного прибора блоками ввода и вывода, то получится структурная схема микропроцессорного цифрового вольтметра (рис. 5.23).

Микропроцессор организует процедуру измерений, управляет работой всех узлов, производит арифметические и логические операции с данными, поступающими из АЦП через интерфейс ввода на шину данных. Программа работы микропроцессора, составленная изготовителем цифрового вольтметра, хранится в постоянном запоминающем устройстве (ПЗУ) и не разрушается при отключении питания. В ПЗУ записаны также некоторые константы,

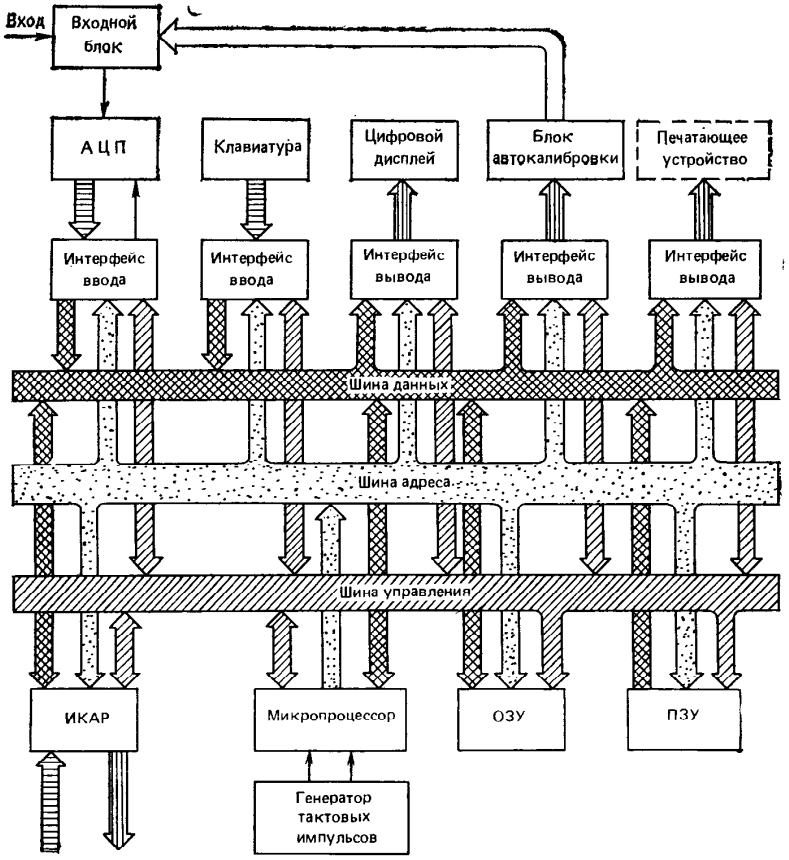


Рис. 5.23

используемые при выполнении различных подпрограмм, и числа, необходимые для автокалибровки. Оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) служит для временного хранения данных наблюдений и промежуточных результатов. Связь микропроцессора с остальными модулями, точнее, взаимодействие всех модулей системы осуществляется через три шины: данных, адреса и управления. Клавиатура и АЦП подключаются к шинам через интерфейс ввода, а цифровой дисплей, печатающее устройство, блок автокалибровки и схема автоматического переключения диапазона измерений (она находится во входном блоке и на рис. 5.23 не показана) — через интерфейс вывода. Наличие интерфейсной карты (ИКАР) дает возможность подсоединить вольтметр к системному

интерфейсу, перевести его в режим внешнего управления контроллером, включить в автоматическую измерительную систему (см. § 12.4).

Рассмотрим кратко основные узлы программируемого цифрового вольтметра и взаимодействие с ними микропроцессора.

Аналого-цифровой преобразователь. В цифровых вольтметрах, выполняемых на основе микропроцессорной системы, вообще говоря, могут быть применены АЦП различных типов. Как показал анализ, в вольтметрах, непосредственно измеряющих напряжение постоянного тока, наиболее распространены АЦП с двойным (двухтактным) интегрированием. В последнее время все шире используются время-импульсные преобразователи с однократным интегрированием (об этом идет речь в § 5.11). Для вольтметров, у которых среднеквадратическое значение напряжения переменного тока вычисляет микропроцессор, характерны АЦП поразрядного уравновешивания, а при высоких частотах измеряемого напряжения — АЦП параллельного типа (известен, например, 8-разрядный монолитный АЦП, позволяющий осуществлять дискретизацию аналогового сигнала с частотой до 75 МГц).

Выходной сигнал АЦП представлен в параллельном двоичном коде. У АЦП с двойным интегрированием или время-импульсного АЦП счетные импульсы, образующиеся на выходе (их число пропорционально значению преобразуемого напряжения в момент запуска АЦП), направляются в счетчик, с которого зафиксированное в нем число снимается в параллельном коде и подается в порт интерфейса ввода.

Обращение к данному порту интерфейса ввода происходит по сигналу с выхода микропроцессора при наличии сигнала на определенной линии шины адреса, соединенной с соответствующим ей (данному разряду) портом. Второй сигнал указывает адрес порта. Это выполняет дешифратор адреса, представляющий собой набор двувходовых логических элементов И. У каждого элемента один вход подключен к линии определенного разряда шины адреса, а другой вход — к соответствующему выходу регистра состояний. Выход конкретного логического элемента И соединен с соответствующим ему портом.

В случае применения АЦП с двойным интегрированием микропроцессор управляет продолжительностью интегрирования. Ее определяет пользователь вольтметра нажатием клавиши, задающей число индицируемых дисплеем разрядов. Микропроцессор переходит в режим прерывания (его продолжительность фиксирована, например, 100 мкс), «опрашивает» клавиатуру и выводит данные на дисплей, после чего цикл работы микропроцессора возобновляется.

Клавиатура. Помимо АЦП к устройству ввода относится клавиатура, представляющая собой совокупность органов управления — клавиш, расположенных на передней панели прибора. Как уже отмечалось в гл. 2, чем выше «интеллектуальный уровень» прибора, тем проще его эксплуатация. В микропроцессорных циф-

ровых вольтметрах применяются усовершенствованные схемы и конструкции клавиатуры, позволяющие обходиться малым числом органов управления и получать четкую информацию о выполняемой прибором функции.

Клавиши управляют ключами специальной конструкции, осуществляющими замыкание и размыкание цепей. Общепринятое выражение «нажатие клавиши» в данном случае следует понимать фигурально. В действительности для выполнения прибором функции, определяемой конкретной клавишой, достаточно прикосновения к ней. При этом разомкнутый ключ замыкается на малый интервал времени и снова размыкается, клавиша возвращается в исходное состояние.

Для того чтобы пользователь вольтметра мог получать информацию о выполняемой им функции, каждая клавиша снабжена индикатором — светодиодом, который светится после нажатия клавиши.

Клавиши сгруппированы в логические блоки, обозначенные надписями ВИД ИЗМЕРЕНИЯ, РЕЖИМ РАБОТЫ, ДИАПАЗОН и т. д. Иногда используются надписи-гравировки трех цветов, что позволяет уменьшить число клавиш и упрощает управление прибором.

Некоторые цифровые вольтметры рассчитаны на осуществление нескольких программ. У них имеется общая клавиша ПРОГРАММА, после нажатия которой «работают» надписи определенного цвета, в том числе цифры от 0 до 9, отмечающие ряд клавиш. Каждая цифра соответствует номеру варианта программы.

Клавиатура обслуживается микропроцессором в режиме прерывания. Микропроцессор выполняет операции опроса, подавления переходных колебательных процессов и дешифрации. Рассмотрим обслуживание клавиатуры, содержащей 18 клавиш. Ее электрическая схема представляет три горизонтальных линии и шесть вертикальных. У каждого пересечения линий помещен ключ, контакты которого при нажатии клавиши замыкаются на малый интервал времени. Вследствие этого данная вертикальная линия соединяется с соответствующей горизонтальной. На вертикальные линии последовательно с определенной частотой подаются импульсы. В течение интервала прерывания микропроцессор, располагающий информацией, на какой из вертикальных линий в данный момент имеется импульс, опрашивает три горизонтальных линии. Если при опросе нажата, например, клавиша, соединяющая пятую вертикальную линию со второй горизонтальной, и в момент опроса на пятую вертикальную линию подан импульс, то на второй горизонтальной линии, пока замкнут ключ, будет логический нуль. Таким образом микропроцессор определяет, какая клавиша была нажата, направляет эту информацию (в числовой форме) в ОЗУ и выдает команду подсвета светодиода, соответствующего данной клавише. Опрос клавиатуры проводится микропроцессором примерно 100 раз в секунду и продолжительность опроса составляет около 100 мкс. Естественно, что время, затрачиваемое пользователем на нажатие клавиши и на переход от одной клавиши к другой, намного больше. Поэтому ситуация, при которой микропроцессор пропустит нажатую клавишу, исключена. Если по ошибке нажаты одновременно две клавиши, определяющие два взаимоисключающих вида или режима измерений, то микропроцессор, обнаружив такое положение, не посылает информации в ОЗУ и не выдает команды подсвета клавишного индикатора.

Дисплей. Для отображения результатов наблюдений, результатов измерений, получаемых в итоге статистической обработки данных, и другой информации служит цифровой дисплей. Он взаимодействует с клавиатурой, отображает не только цифры, но и единицы измерения, знаки (+ или —), слова или буквы, которые несут существенную для пользователя прибора информацию. В случае, когда предусмотрено несколько вариантов используемых программ, при нажатии клавиши, определяющей конкретный вариант, соответствующие сведения можно прочесть на дисплее. Вводимые константы индицируются дисплеем, что позволяет контролировать правильность их ввода.

У многих цифровых вольтметров дисплей содержит набор семисегментных индикаторов, отображающих цифры, и специальный индикатор перемещающейся точки (светящейся), которая играет роль плавающей запятой. В состав семисегментного индикатора входят светодиоды, резисторные сборки и регистры. Сегменты, из которых формируется цифра, управляются выходными сигналами буферного регистра, входы которого подключены к шине данных микропроцессорной системы. Все операции преобразования информации в семисегментный код, определения положения запятой и другие осуществляются программным путем.

Для дисплеев современных цифровых приборов характерно отсутствие мелькания цифр, так как в каждый момент времени индицируется только одна цифра. Это достигается поочередным сканированием (опросом) семисегментных индикаторов с помощью распределителя импульсов. Полный цикл дисплея синхронизирован с прерыванием работы микропроцессора. Последний, получая запрос на прерывание, уже располагает информацией о том, какой индикатор дисплея должен быть выбран, т. е. подключен. При погашенном дисплее с шины данных поступают сигналы на семь сегментов выбранного индикатора и появляется свечение определяемой им цифры. Вывод числа на дисплей и опрос клавиатуры занимают не более 100 мкс, отводимых на прерывание. После этого микропроцессор возвращается к выполнению основной программы. Индикатор светится до очередного прерывания (примерно через 1 мс), после которого будет включен следующий индикатор. В результате такой процедуры последовательно светятся цифры всех разрядов дисплея, причем цикл сканирования всех индикаторов длится около 10 мс. Следовательно, цифра данного разряда через 10 мс снова будет светиться. Подобные чередования гашения и свечения человеческий глаз не фиксирует и поэтому чи-

сло, отображаемое дисплеем, представляется наблюдателю светящимся непрерывно, без мельканий. Такая система индикации хорошо сочетается с возможностями микропроцессора и особенностями его работы, удобна для пользователя и весьма экономична.

Блок автокалибровки. Цель калибровки любого вольтметра заключается в том, чтобы добиться однозначного и точного соответствия между показанием прибора и значением напряжения, подаваемого на вход вольтметра от специального источника — калибратора, служащего образцовой мерой. При наличии систематических погрешностей, вносимых узлами прибора, соответствие нарушается и для его восстановления пользователь проводит требуемые регулировочные операции (вручную). Одна из задач калибровки — устранение смещения нуля.

Принципы автокалибровки, позволяющие автоматически исключать систематические погрешности, обусловленные изменением параметров внутренних цепей цифрового вольтметра, уже были освещены в § 2.3. Здесь следует подчеркнуть, что последовательностью операций автокалибровки и ее периодичностью управляет микропроцессор, который также проводит вычисления, связанные с калибровкой. Интервалы времени, через которые проводится автокалибровка, определяются программой, хранимой в памяти. Предусматривается возможность отмены автокалибровки или задания момента ее начала командами внешнего управления, а также действием пользователя вольтметра (с помощью специальных клавиш).

Для автокалибровки в схеме вольтметра имеется блок, подключенный к микропроцессорной системе через интерфейс вывода и управляющий входным блоком. Внутри блока автокалибровки содержится образцовый ЦАП.

Одна из функций автокалибровки предполагает коррекцию смещения нуля. По команде микропроцессора вход усилителя, находящегося во входном блоке вольтметра, отключается от источника измеряемого напряжения и соединяется с корпусом прибора. При этом значение входного напряжения равно нулю. Если имеет место смещение нуля, то оно измеряется вольтметром. Результат измерения запоминается в ОЗУ и впоследствии используется для коррекции данных, получаемых в процессе измерения, когда вход вольтметра вновь подключен к источнику измеряемого напряжения.

Другая функция автокалибровки — уточнение масштабных коэффициентов, зависящих от характеристик внутренних цепей вольтметра. К таким цепям относятся имеющиеся во входном блоке аттенюатор, усилители, измерительный преобразователь напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока. В энергонезависимой памяти (представляющей собой ОЗУ, питаемое при выключенном приборе от литиевого элемента, обладающего достаточно большой энергоемкостью) хранятся в виде констант точные значения коэффициентов передачи тракта прохождения сигнала от входных зажимов до АЦП. Значения констант различ-

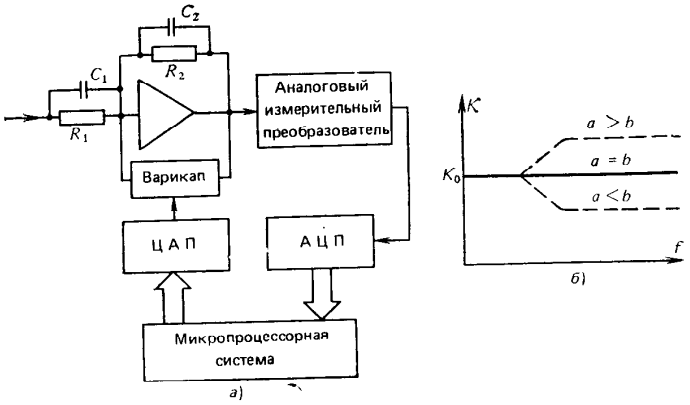


Рис. 5.24

ны для каждого диапазона и вида измерений. Реальные масштабные коэффициенты определяются образцовым напряжением, подаваемым на входные зажимы вольтметра. При калибровке вольтметров постоянного тока такое напряжение образуется на выходе ЦАП, когда на его вход по команде микропроцессора поступает хранимое в памяти число, задающее определенное значение образцового напряжения.

Остановимся еще на одной функции автокалибровки, характерной для вольтметров, измеряющих напряжение переменного тока,— автоматической коррекции в области высоких частот коэффициента передачи тракта прохождения сигнала. Принцип коррекции заключается в следующем. Как видно из схемы, показанной на рис. 5.24,*а* в ее составе имеются операционный усилитель и аналоговый измерительный преобразователь напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока, размер которого пропорционален среднеквадратическому значению измеряемого напряжения. В области низких частот, как и при усилении напряжения постоянного тока, коэффициент усиления определяется соотношением сопротивлений резисторов: $K_0=R_2/R_1$. В области высоких частот, где имеет место неравенство $1/2\pi fC \ll R$, коэффициент усиления зависит от соотношения емкостей C_1 и C_2 конденсаторов. Если бы конденсаторов не было, то на высокочастотном участке спектра сигнала значение коэффициента усиления зависело бы от соотношения паразитных емкостей схемы. Емкости C_1 и C_2 конденсаторов, подключенных параллельно резисторам R_1 и R_2 соответственно, хотя и малы, но заведомо больше паразитных емкостей. Теоретически коэффициент усиления не зависит от частоты, если выполняется условие $R_1C_1=R_2C_2$ или $a=b$, где $a=C_1/C_2$, $b=R_2/R_1=K_0$. Но так как реально влияние паразитных емкостей все же сказывается, то равенство $a=b$ нарушается, ко-

эффициент усиления получается частотнозависимым (рис. 5.24,*б*) и поэтому требуется калибровка, заключающаяся в регулировке отношения C_1/C_2. Для этого параллельно конденсатору C_2 присоединен варикап — полупроводниковый диод, емкость которого зависит от приложенного к нему обратного напряжения (смещения). Как видно из рис. 5.24,*а*, емкостью варикапа управляет напряжение, снимаемое с выхода ЦАП.

Процедура «высокочастотной» калибровки сводится к следующему. Кратковременным нажатием соответствующей клавиши подается напряжение образцового сигнала высокой частоты (ее конкретное значение зависит от диапазона частот вольтметра), среднеквадратическое значение которого соответствует верхнему конечному значению предела измерения. Получаемый на выходе АЦП числовой эквивалент вводится в микропроцессор. Последний сравнивает полученное число с хранимым в памяти (константой), соответствующим значению образцового напряжения. Разность этих чисел, характеризующая погрешность, подается на входы ЦАП. Его выходное напряжение изменяет емкость варикапа, в результате чего уменьшается погрешность — отклонение коэффициента передачи от требуемого. Двукратное выполнение этой подпрограммы позволяет существенно понизить погрешность (до 0,01%). В памяти хранится совокупность констант, используемых при аналогичной калибровочной процедуре для всех пределов измерений.

Через тот же интерфейс вывода и блок автокалибровки микропроцессор по специальной программе управляет автоматическим выбором предела измерения.

Автокалибровка проводится регулярно либо через установленные интервалы времени, либо после каждого изменения (вручную или автоматически) диапазона измерений, либо после перехода к другому виду измерений, либо при выборе большего интервала интегрирования (в цифровых вольтметрах с двойным интегрированием) или изменении числа индицируемых дисплеем разрядов. Выполняя каждую из последовательно проводимых операций автокалибровочной процедуры, микропроцессор сравнивает полученные данные с записанными в памяти пределами. Когда фиксируется несоответствие, то выдается соответствующая информация, привлекающая внимание пользователя. При этом автоматическая коррекция результатов измерения продолжается, однако пользователь, уловив тенденцию изменения характеристик вольтметра, может принять профилактические меры, исключающие серьезные нарушения работы прибора или выход его из строя.

Функции, выполняемые вольтметром. Современный цифровой вольтметр, построенный на основе микропроцессорной системы, — многофункциональный программируемый прибор. Применяемые программы и подпрограммы определяют его возможные функции. Они неодинаковы у различных вольтметров, но многие из них осуществляют: умножение на масштабный коэффициент (константу, вводимую с клавиатуры); сдвиг (вычитание константы из результата измерений); определение относительного отклонения результата измерения от заданного значения; нахождение отношений, выраженных в относительных единицах или децибелах; определение максимального, минимального и среднего (за время измерения) значений напряжения, причем продолжительность измерений может быть большой (дни и даже несколько недель), что важно при очень медленных изменениях исследуемой физической величины; сравнение значений напряжения, подводимого к входу вольтметра, с верхним и нижним пределами, которые записаны в памяти, или отношение результата измерения к определенному «коридору» (интервалу) значений; статистическую обработку данных наблюдений; запоминание некоторого числа (например, пятидесяти) последовательно снятых показаний (причем это осуществляется автоматически — без участия пользователя и независимо от режима работы) с возможностью последующего вывода на дисплей каждого показания и чтения их совокупности от конца к началу; вычисление статистических характеристик исследуемого напряжения (среднего значения, дисперсии, среднеквадратического отклонения и т. п.). Значительная часть выполняемых вольтметром функций более подробно освещена в § 2.2.

Пример алгоритма программы. Из изложенного видно, что микропроцессорный цифровой вольтметр может работать по разнообразным программам. Полное освещение даже только алгоритмов всех программ не представляется возможным (да и, пожалуй, у широкого круга читателей в этом нет особой необходимости). Для создания представления приведем примерный алгоритм измерения среднеквадратического значения напряжения. Структурная схема алгоритма изображена на рис. 5.25.

В соответствии с приведенным алгоритмом в дискретные моменты времени измеряются мгновенные значения напряжения $u(t)$ подводимого к входу вольтметра и проводятся вычисления по формуле

$$U = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}[u(iT_0)]^2},$$

где U — среднеквадратическое значение напряжения $u(t)$, $u(iT_0)$ — мгновенное значение напряжения $u(t)$ в момент i-й выборки (i-го запуска АЦП); N — общее число выборок, за которое находят среднеквадратическое значение; T_0 — интервал времени между двумя соседними выборками.

Данный алгоритм определения среднеквадратического значения не накладывает ограничений при измерении напряжений сколь угодно низкой частоты, но для высокочастотных напряжений применимость его ограничена быстродействием АЦП и скоростью вычислений, выполняемых микропроцессором. Именно поэтому в широкодиапазонных цифровых вольтметрах для измерения напряжений переменного тока предусматривают измерительный преоб-

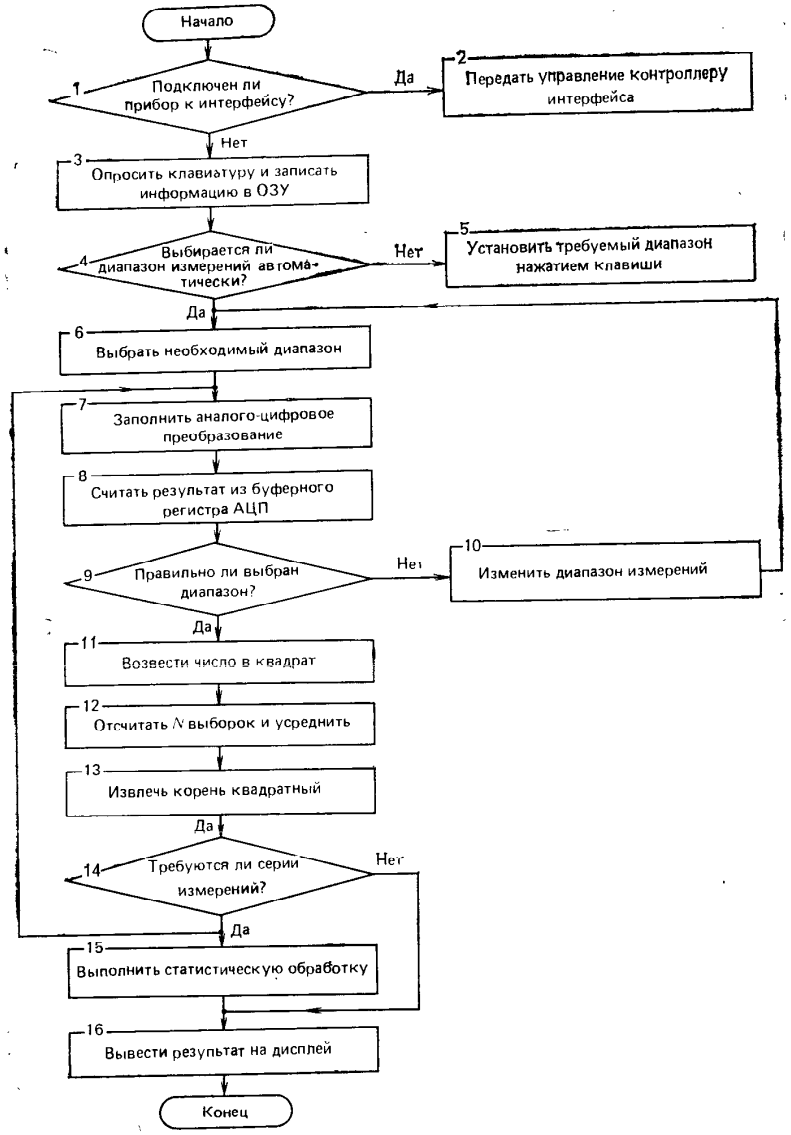


Рис. 5.25

разователь напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока.

Следует заметить, что операцию вычисления среднего квадрата по данным N выборок можно выполнять двумя способами. Первый из них предполагает накопление чисел в ОЗУ и последующую их обработку, а сущность второго заключается в том, что в каждом цикле работы квадрат числа, полученного при i-й выборке, прибавляется к уже накопленной за $i-1$ предшествующих выборок сумме квадратов. Хотя второй способ и превлекателен тем, что позволяет значительно уменьшить количество занимаемых ячеек ОЗУ, осуществить его удается не всегда из-за недостаточно высокого быстродействия микропроцессора в тех случаях, когда для вычислительной процедуры требуется время, превышающее интервал между двумя соседними выборками (запусками АЦП).

5.11. МИКРОПРОЦЕССОРНЫЙ ВРЕМЯ-ИМПУЛЬСНЫЙ ВОЛЬТМЕТР

Применение микропроцесора позволило, сохранив достоинства время-импульсного вольтметра с однократным интегрированием (§ 5.10), устранить присущие ему недостатки. Как отмечается в [94], аналого-цифровое преобразование с однократным интегрированием, модернизированное с помощью микропроцессора, используется во многих современных цифровых мультиметрах.

Рассмотрим работу такого вольтметра (рис. 5.26) [95].

По командам микропроцессора, подаваемым на управляющий вход мультиплексора, вход *1* компаратора может последовательно подключаться к входу *1*, *2* или *3* мультиплексора. На вход *2* компаратора подается напряжение с выхода интегратора. Пока микропроцессор не получит сигнала команды преобразования, он находится в состоянии ожидания. В этом состоянии из него периодически поступают сигналы сброса на интегратор (рис. 5.26,*а* и *б*). После каждого сброса (разряда конденсатора) интегратор формирует пилообразный импульс напряжения (линейно-изменяющееся напряжение), значения длительности $T_{лин}$ и размаха $U_р$ которого постоянны (например, $T_{лин}=50$ мс, $U_р=10$ В), а паузы между импульсами достаточно велики для надежного разряда конденсатора (рис. 5.26,*в*).

С приходом на микропроцессор команды преобразования (момент t^* на рис. 5.26,*в*) мультиплексор соединяет вход *1* компаратора со своим первым входом, т. е. с корпусом прибора. При этом потенциал на входе *1* равен нулю. Микропроцессор ждет начала очередного пилообразного импульса. Получив с выхода компаратора сигнал о моменте равенства пилообразного напряжения нулю, микропроцессор измеряет интервал времени Δt_1 (рис. 5.26,*в*), причем роль счетных импульсов играют импульсы тактового генератора. Результат измерения A_1 запоминается. После этого по команде микропроцессора соединяются вход *1* компаратора и вход *2* мультиплексора: на вход *1* компаратора подается измеряемое на-

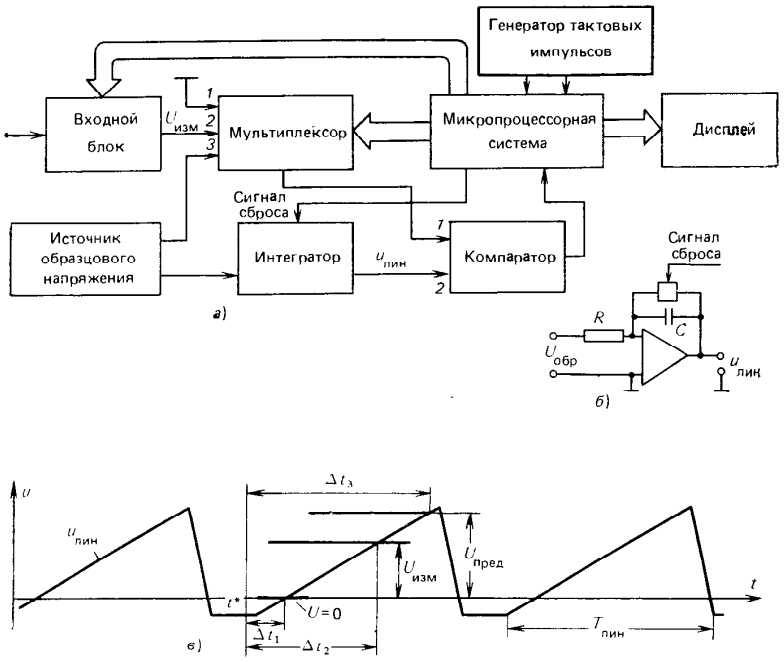


Рис. 5.26

пряжение $U_{изм}$. Оно сравнивается с линейно-изменяющимся напряжением, в момент их равенства компаратор посылает сигнал в микропроцессор и тот измеряет интервал времени Δt_2 (рис. 5.26,*в*). Результат этого измерения A_2 также запоминается. Затем по команде микропроцессора мультиплексор подключает к входу *1* компаратора свой вход *3*, т. е. выход источника образцового напряжения. Значение последнего определяет верхний конечный предел измерения (полную шкалу). В момент равенства линейно-изменяющегося напряжения образцовому с выхода компаратора поступает импульс в микропроцессор, и он измеряет интервал времени Δt_3 (рис. 5.26,*в*). Результат измерения A_3 передается в память.

Микропроцессор вычисляет значение измеряемого напряжения $U_{изм}$ согласно формуле

$$U_{изм}=c(A_2-A_1)/(A_3-A_1),$$

где c — коэффициент, зависящий от характеристик прибора и единиц, в которых выражается результат измерения.

Из изложенного видно, что дрейф нуля практически не сказывается на результате измерения. Например, при частоте следова-

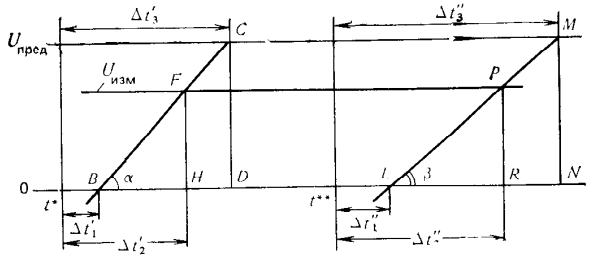


Рис. 5.27

ния тактовых импульсов $F_{сч}=2$ МГц и приведенных характеристиках $T_{лин}=50$ мс и $U_р=10$ В значению напряжения 10 В соответствуют 100 000 импульсов и, следовательно, даже малые смещения нуля измеряются достаточно точно.

Убедиться в том, что при осуществляемом принципе измерений нестабильность наклона линейно-изменяющегося напряжения не влияет на результат измерения напряжения, можно, воспользовавшись графиками на рис. 5.27. С одной стороны, из подобия треугольников BFH и BCD получаются соотношения:

$$\frac{BH}{BD}=\frac{FH}{CD} \text{ или } \frac{\Delta t_2'-\Delta t_1'}{\Delta t_3'-\Delta t_1'}=\frac{U_{изм}}{U_{пред}}.$$

С другой стороны, из подобия треугольников LPR и LMN следует, что

$$\frac{LR}{LN}=\frac{PR}{MN} \text{ или } \frac{\Delta t_2''-\Delta t_1''}{\Delta t_3''-\Delta t_1''}=\frac{U_{изм}}{U_{пред}}.$$

Таким образом, независимо от угла наклона (α или β) линии пилообразного напряжения к оси времени

$$U_{изм}=U_{пред}(\Delta t_2-\Delta t_1)/(\Delta t_3-\Delta t_1).$$

Так как значения частоты следования счетных импульсов $F_{сч}$ и напряжения верхнего предела $U_{пред}$ характеризуются высокой стабильностью и все интервалы времени заполняются счетными импульсами от одного источника, то последнее выражение можно представить в виде

$$U_{изм}=c(A_2-A_1)/(A_3-A_1),$$

где A_1, A_2, A_3 — соответственно результаты измерений смещения нуля, искомого и предельного значений напряжения.

Резюмируя, отметим основные достоинства рассмотренного вольтметра:

постоянство размера шкалы, достигаемое коррекцией дрейфа нуля и верхнего конечного предела. На точность прибора не влияет нестабильность (во времени и при колебаниях температуры) параметров компонентов схемы. Основной фактор, определяющий точность, — стабильность источника образцового напряжения;

относительно малое и постоянное значение погрешности, обусловленной диэлектрическим поглощением в конденсаторе интегратора. Это объясняется тем, что заряд конденсатора всегда изменяется в одном направлении. Указанная погрешность, проявляющаяся в виде смещения уровня напряжения, корректируется в результате автокалибровки, осуществляемой с помощью микропроцессора;

хорошая повторяемость моментов переключения при наличии помех, а также при ограниченных значении коэффициента усиления и полосе пропускания компаратора, что обусловлено приближением линейно-нарастающего напряжения к точке срабатывания компаратора всегда с одной стороны и с одинаковой скоростью;

недостаток описанной схемы по сравнению со схемой двукратного интегрирования — отсутствие механизма подавления помех. Однако имеются пути устранения этого недостатка или уменьшения влияния помех, к которым, в частности, относится усреднение результатов наблюдений.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ

6.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Задачи измерения мощности, представляющей собой важную энергетическую характеристику, занимают значительное место в современной измерительной технике. Если измерение мощности СВЧ широко применялось на всех этапах развития сверхвысокочастотной техники, то подобное измерение в цепях переменного тока низких частот долгое время занимало скромное место. За последние годы резко возрос интерес к измерению мощности в области низких и высоких частот. Измерения этой характеристики стали одним из основных видов измерений в электроэнергетике, электромашиностроении, электрометаллургии, магнитометрии, радиотехнике, электронике, автоматике, биофизике, метрологии и других отраслях техники и науки [5, 50]. Глубокое проникновение вероятностных методов во многие области привело к необходимости измерения средней мощности случайных процессов (эти вопросы рассматриваются в гл. 8).

Новые возможности решения задачи измерения мощности открыли достижения цифровой техники и микроэлектроники, особенно появление микропроцессоров, позволивших упростить измерительную процедуру, автоматизировать ее, придать косвенным по своей природе измерениям характер прямых измерений.

Приборы для измерения мощности называют ваттметрами или измерителями мощности.

6.2. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ В ДИАПАЗОНАХ НИЗКИХ И ВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Основные определения. Рассмотрим методы измерения активной мощности в цепях переменного тока.

Как известно, мощностью в электрической цепи называют энергию, выделяемую на нагрузке в единицу времени. В цепях постоянного тока значения мощности P_0 определяется одним из следующих выражений:

$$P_0 = U_0 I_0;\ P_0 = I_0^2 R;\ P_0 = U_0^2/R,$$

где I_0 и U_0 — значения постоянного тока через нагрузочный резистор сопротивлением R и падения напряжения на нем.

В однофазных цепях переменного тока мгновенная мощность p определяется произведением мгновенных значений тока и напряжения: $p = u(t)i(t)$. Обычно измеряют среднюю мощность P периодического электрического сигнала, представляющую собой среднее значение мгновенной мощности за период T:

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

Для периодического сигнала сложной формы

$$P = \sum_{k=0}^{\infty} P_k,$$

где

$$P_k = U_k I_k \cos\varphi_k.$$

Методы измерения средней мощности разнообразны [5, 50]. Их можно разделить на две группы. К первой относятся методы преобразования электрической энергии в тепловую или в термоЭДС, вторую составляют методы, основанные на выполнении вычислительных операций в соответствии с математическим определением средней мощности. Преобразователи первой группы строятся по тем же принципам, что и аналогичные преобразователи электронных вольтметров (§ 5.4).

Метод перемножения. Среднюю мощность, потребляемую нагрузкой цепи переменного тока, можно найти путем перемножения мгновенных значений напряжения и тока с усреднением произведения. Эта задача решается перемножающими схемами — аналоговыми и цифровыми.

Современная микроэлектроника располагает аналоговыми перемножителями в микросхемном исполнении, осуществляющими различные методы умножения: переменной крутизны, широтной модуляции, «логарифм — антилогарифм» и др. Принципы действия

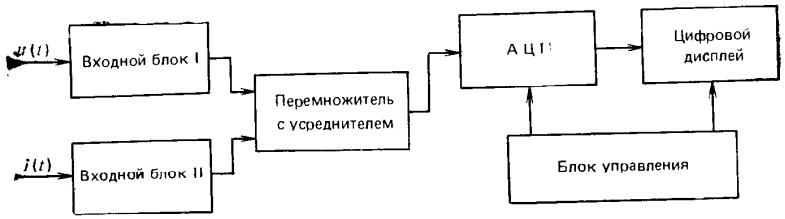


Рис. 6.1

этих перемножителей, их достоинства и недостатки, оценка погрешностей и способы испытания изложены в [89].

Многие ваттметры, построенные на основе аналоговых перемножителей, имеют цифровое отсчетное устройство (дисплей). Структурная схема подобного ваттметра приведена на рис. 6.1. Его работа не требует особых пояснений.

На рис. 6.2 изображена структурная схема цифрового ваттметра, в которой мгновенные значения напряжения $u(t)$ и тока $i(t)$ преобразуются в числовые эквиваленты. Перемножение полученных чисел выполняет цифровой перемножитель (такие перемножители выполняются в виде БИС; они входят в состав некоторых микропроцессорных комплектов [6, 11]). Эта схема, работающая по жесткой логике, характеризуется сравнительно высоким быстродействием (оно определяется характеристиками АЦП и цифрового перемножителя).

В [132] описан цифровой ваттметр, основой которого служит АЦП двойного интегрирования, позволяющий получать произведение значений тока и напряжения. От АЦП, применяемого в интегрирующих цифровых вольтметрах, работающих по методу двойного интегрирования (§ 5.9), этот АЦП отличается наличием второго интегратора (для тока) и второй схемы выборки и запоминания. Принцип его действия заключается в следующем. На вход первого интегратора с выхода первой схемы выборки и запоминания подается напряжение j-й выборки $u(t_j)$ (рис. 6.3), а к входу второго интегратора со второй схемы выборки — ток j-й выборки $i(t_j)$. В течение интервала времени T_1 первый интегратор

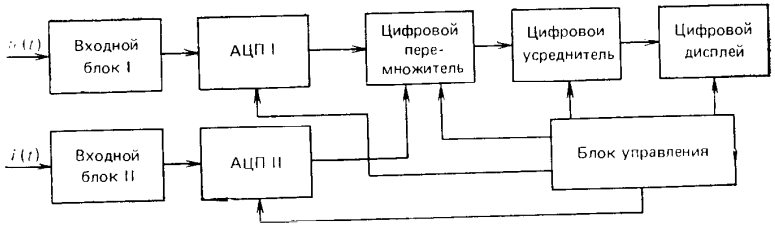


Рис. 6.2

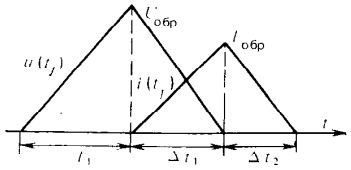


Рис. 6.3

выполняет интегрирование «вверх» под действием напряжения $u(t_j)$. В конце интервала T_1 к входу первого интегратора прикладывается образцовое напряжение $U_{обр}$ и в течение интервала Δt_1 осуществляется интегрирование «вниз». В начале интервала Δt_1 на вход второго интегратора подается ток $i(t_j)$ и этот интегратор в течение интервала Δt_1 интегрирует «вверх». В конце интервала Δt_1, вход второго интегратора подключается к источнику образцового тока $I_{обр}$ и начинается интегрирование «вниз». Несложно убедиться, что интервал времени Δt_2, необходимый для возврата второго интегратора в исходное состояние, пропорционален искомому произведению. Действительно, согласно (5.23) $\Delta t_1 = [T_1/U_{обр}]u(t_j)$. Аналогично $\Delta t_2 = [\Delta t_1/I_{обр}]i(t_j)$. Подставив в это выражение Δt_1 из предыдущего выражения, получим

$$\Delta t_2 = [T_1/U_{обр}I_{обр}]u(t_j)i(t_j).$$

Число m_j счетных импульсов, заполняющих интервал Δt_2, подсчитывается счетчиком. Усреднение чисел m_j дает значение средней мощности.

Цифровой ваттметр низкочастотных электрических сигналов строится также по схеме, содержащей микропроцессорную систему (рис. 6.4). Хотя быстродействие такой схемы ниже, чем схемы, приведенной на рис. 6.2, однако микропроцессорный ваттметр обладает многими свойствами, характерными для приборов с встроенным микропроцессором (§ 2.2). Следовательно, в пределах применимости он имеет преимущества перед ваттметром, работающим по жесткой логике.

6.3. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЙ И ПРИБОРОВ ДИАПАЗОНА СВЧ

Измерение мощности в диапазоне СВЧ — один из наиболее распространенных и важных видов измерений, так как работа ра-

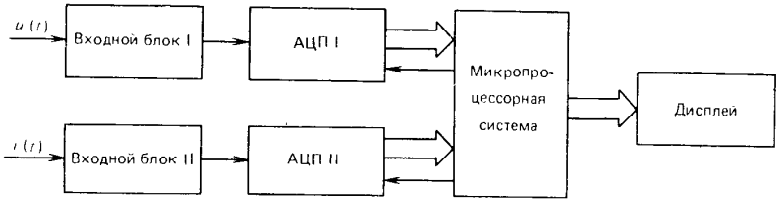


Рис. 6.4

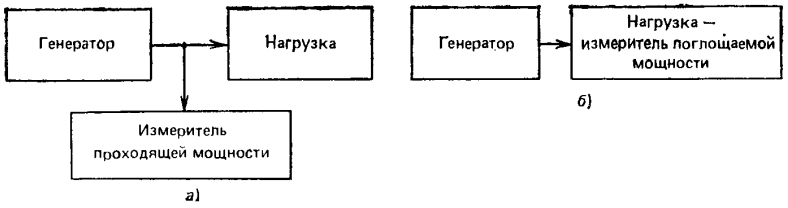


Рис. 6.5

диотехнических устройств в этом диапазоне связана с использованием мощностей, изменяющихся в очень широких пределах [81].

Ваттметры СВЧ классифицируют по различным признакам.

По способу включения в тракт различают ваттметры проходящей мощности (рис. 6.5,*а*) и поглощаемой мощности (рис. 6.5,*б*). В зависимости от способа преобразования и воздействия электромагнитной энергии ваттметры делят на тепловые, пондеромоторные и электронные, а в соответствии с измеряемым параметром — ваттметры среднего значения мощности и импульсной мощности. В зависимости от конструкции различают ваттметры с коаксиальным входом и волноводным входом. Соответственно уровню измеряемых мощностей ваттметры делят на приборы малой до 10 мВт), средней (от 10 мВт до 10 Вт) и большой (свыше 10 Вт) мощности. По способу отсчета различают ваттметры с прямым отсчетом и косвенным отсчетом. Согласно числу пределов ваттметры могут быть одно- и многопредельными.

Методы измерений мощности СВЧ основаны на преобразовании электромагнитной энергии в энергию какого-либо другого вида, удобного для измерения и фиксации показывающим прибором. Самыми распространенными являются тепловые методы: для измерения малых (и частично средних) мощностей применяют метод, основанный на измерении изменения сопротивления терморезистора, а при измерении больших мощностей (а также средних, близких к верхней границе) — калориметрический метод.

6.4. МЕТОД, ОСНОВАННЫЙ НА ИЗМЕРЕНИИ ИЗМЕНЕНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЯ ТЕРМОРЕЗИСТОРА

Терморезисторы. Наиболее распространенный метод измерения малых мощностей, применяемый при построении СВЧ ваттметров, — метод измерения изменения сопротивления терморезистора при рассеянии в нем электромагнитной энергии. В качестве терморезисторов применяются термисторы и болометры.

Термистор — это полупроводниковый резистор, сопротивление которого, а следовательно, и рассеиваемая на нем мощность зависят от температуры. Температурный коэффициент его — отрицательный. Применяют также ферритовые термисторы.

Когда термистор поглощает мощность СВЧ (для чего его помещают в передающий тракт в качестве согласованной нагрузки) или на нем выделяется мощность постоянного тока, его сопротивление изменяется. Важнейшими характеристиками термистора являются зависимости его сопротивления от температуры или поглощаемой мощности. Рабочая точка выбирается на участке с большой чувствительностью, которому соответствует определенное сопротивление термистора. Для получения требуемого режима термистор предварительно подогревают током. Чувствительность термисторов — отношение изменения сопротивления термистора к приращению мощности, вызывающей данное изменение сопротивления, — весьма велика, вследствие чего их применяют для измерения мощностей от единиц микроватт до единиц милливатт. Полное сопротивление термистора носит комплексный характер и является функцией как частоты СВЧ колебаний, подаваемых на него, так и мощности постоянного тока.

Болометр[1] — терморезистор с положительным температурным коэффициентом. Известны проволочные и пленочные болометры. Последние представляют собой тонкую пластину из непроводящего материала (например, из слюды или стекла), на которую нанесен тончайший (десятые доли микрона) слой платины или сплава платины с палладием. Активное сопротивление пленочных болометров практически не зависит от частоты вплоть до СВЧ вследствие очень малой толщины активного слоя. Болометры можно согласовать с передающей линией в широком диапазоне частот. Пленочный резистор, размеры которого соответствуют форме и размерам СВЧ тракта, несложно установить в тракте с минимальным нарушением однородности. Это дает возможность конструировать широкополосные измерительные элементы. Пленочные болометры позволяют получить хороший контакт в местах соединения с трактом. Кроме того, они мало чувствительны к перегрузкам: выдерживают мощность до нескольких ватт. Однако пленочные болометры менее чувствительны, чем термисторы, и поэтому их применяют для измерения мощностей от 1 ... 2 мВт до 1 Вт.

Ваттметр состоит из двух основных частей: термисторного или болометрического приемного преобразователя (головки) и измерительной схемы.

Приемные измерительные преобразователи ваттметров. Они преобразуют мощность СВЧ в тепловую с помощью встраиваемых в них термисторов (болометров). Мощность СВЧ определяют по замещающей мощности или по изменению сопротивления термистора (болометра). Сокращенно приемный преобразователь называют головкой. Она представляет собой отрезок волновода или коаксиальной линии, внутри которого расположен терморезистор. В соответствующем режиме, определяемом значением тока через терморезистор, последний служит согласованной нагрузкой для

[1] В зарубежной литературе нередко название «болометр» объединяет все терморезисторы, среди которых различают термисторы и бареттеры. Последнее название относится к терморезистору, называемому у нас болометром.

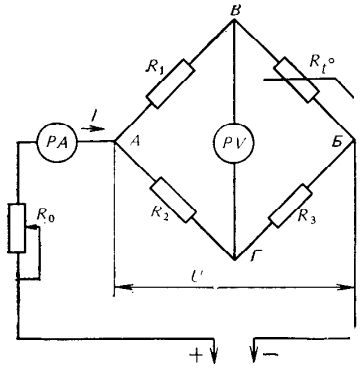


Рис. 6.6

тракта, на конце которого включена головка. Это необходимо для полного поглощения измеряемой мощности СВЧ.

Принцип замещения мощности СВЧ мощностью постоянного тока. Изменение сопротивления термистора или болометра, обусловленное рассеиваемой на нем мощностью СВЧ, измеряется, как правило, с помощью различных мостовых схем, сокращенно называемых *мостами* (см. § 9.2). Различают мосты уравновешенные (балансные) и неуравновешенные (несбалансированные). Кроме того, мостовые схемы классифицируют по роду питающего их тока: постоянного, переменного звуковой частоты и смешанные.

Рассмотрим идею измерения мощности СВЧ с помощью мостовой схемы. Термистор (болометр) $R_{t°}$, находящийся в головке, включают в качестве одно из плеч моста (рис. 6.6). Остальными плечами служат резисторы R_1, R_2, R_3, сопротивления которых равны рабочему сопротивлению $R_{т0}$ термистора. Питающее мост напряжение подводится к диагонали *АБ*. Измерение заключается в сравнении мощности СВЧ, рассеиваемой в термисторе и разогревающей его, с мощностью постоянного тока (переменного тока звуковой частоты), вызывающей такой же нагрев термистора.

До подачи мощности СВЧ мост предварительно балансируют[1], для чего изменяют ток I в цепи питания моста. Устанавливается такое значение тока I_1 (измеряемое прибором *PA*), при котором сопротивление термистора равно $R_{т0}$. При этом разность потенциалов между точками *В* и *Г*, фиксируемая прибором *PV*, равна нулю, а напряжение в диагонали *АБ* принимает значение U_0. Мощность постоянного тока, выделяемая в термисторе, составит

$$P_1 = (I_1/2)^2 R_{т0} = I_1^2 R_{т0}/4 \qquad (6.1)$$

или

$$P_1 = U_0^2/4R_{т0}. \qquad (6.2)$$

После подачи мощности СВЧ термистор дополнительно разогревается, его сопротивление уменьшается и баланс моста нарушается. Восстанавливают баланс моста, уменьшая постоянный ток через термистор. Если при вторичном балансе прибор *PA* регистрирует значение тока I_2, то рассеиваемая в термисторе мощность постоянного тока

$$P_2 = I_2^2 R_{т0}/4. \qquad (6.3)$$

[1] Напомним, что условием баланса моста является равенство произведений сопротивлений противоположных плеч (§ 9.2).

В соответствии с уменьшением значения тока, питающего мост, уменьшится и напряжение в диагонали *АБ* до значения U'_0. Следовательно, выражение для мощности постоянного тока, рассеиваемой на термисторе после вторичного баланса моста, можно записать так:

$$P_2 = (U'_0)^2/4R_{т0}. \qquad (6.4)$$

В предположении, что тепловые воздействия мощности СВЧ и мощности постоянного тока на термистор эквивалентны, справедливо соотношение

$$P_1 = P_2 + P_{СВЧ}, \qquad (6.5)$$

Подставив (6.1) и (6.3) в (6.5), найдем, что

$$P_{СВЧ} = P_1 - P_2 = (I_1^2 - I_2^2) R_{т0}/4. \qquad (6.6)$$

Соответственно подстановка (6.2) и (6.4) в (6.5) дает

$$P_{СВЧ} = [U_0^2 - (U'_0)^2]/4R_{т0}. \qquad (6.7)$$

Следует отметить, что при определении замещающей мощности согласно (6.6) путем непосредственного измерения близких значений токов I_1 и I_2 возможны большие погрешности. Более высокая точность достигается, если измеряются значение тока I_1 первичного баланса моста и значение ΔI изменения тока после подачи на термистор СВЧ мощности.

Ток I_1 первичного баланса моста не отличается стабильностью, так как он зависит от характеристик термистора, температуры окружающей среды и условий теплового обмена между термистором и средой. Поэтому измерительную схему строят так, чтобы при первичной балансировке моста через термистор протекал постоянный ток, значение которого несколько меньше I_1. Состояние баланса достигается в результате пропускания через термистор дополнительного тока (обычно от источника переменного тока звуковой частоты).

Для уменьшения влияния температуры окружающей среды на результаты измерений мощности СВЧ (которое особенно ощутимо при малых значениях мощности) применяют также термокомпенсацию. Она осуществляется в измерительной схеме, содержащей два моста: рабочий и компенсационный.

Ваттметр с цифровым отсчетом. На рис. 6.7 приведена структурная схема термисторного ваттметра с автоматическими регулировками и цифровым отсчетом. В схеме предусмотрены два идентичных моста. Первый мост — основной, называемый р а б о ч и м, содержит термистор, на котором рассеивается мощность СВЧ; второй мост, называемый к о м п е н с а ц и о н н ы м, служит для уменьшения влияния температуры окружающей среды на результат измерения. Колебания температуры не нарушают нормальной работы прибора, так как они вызывают одинаковые изменения рабочего $R_{t°р}$ и компенсационного $R_{t°к}$ термисторов. Оба моста питаются от самостоятельных, но идентичных источников —

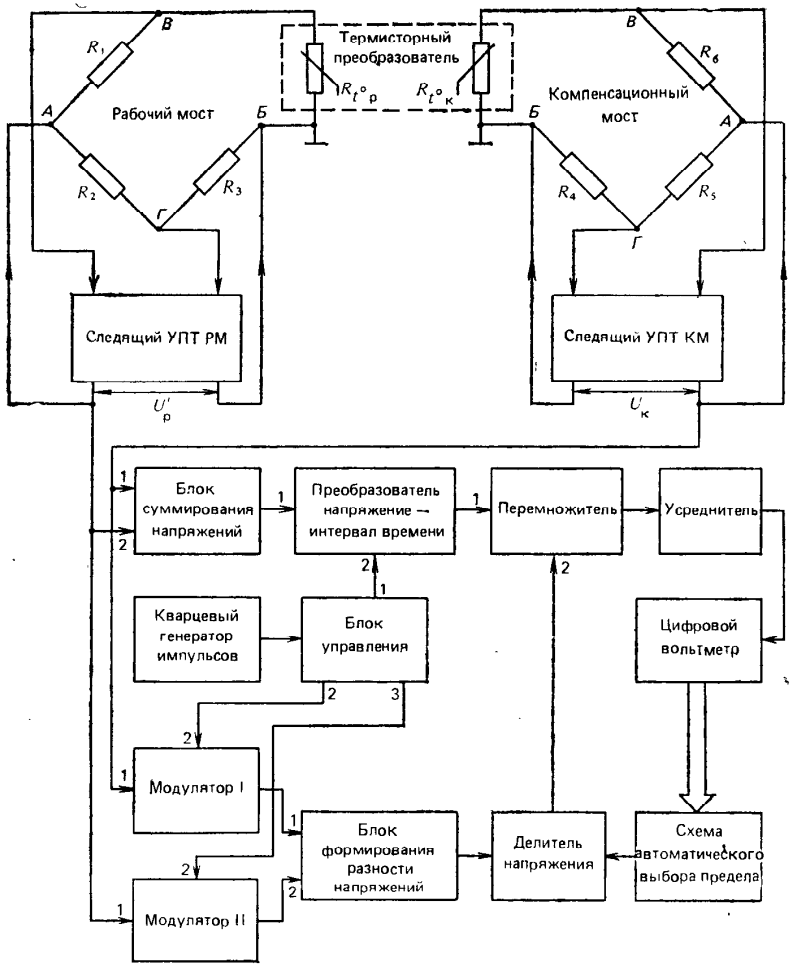


Рис. 6.7

следящих усилителей постоянного тока (УПТ РМ и УПТ КМ), автоматически поддерживающих баланс мостов. К диагонали *АБ* рабочего моста подводится напряжение $U_р$ с выхода УПТ РМ, а на диагональ *АБ* компенсационного моста подается напряжение $U_к$ с выхода УПТ КМ.

До подачи на рабочий термистор мощности СВЧ значения напряжений $U_р$ и $U_к$ равны. С поступлением в термисторный преобразователь мощности СВЧ сопротивление рабочего термистора

уменьшается и равенство $U_р = U_к$ нарушается: напряжение $U_к$ на выходе УПТ КМ сохраняется неизменным, а напряжение на выходе УПТ РМ, уменьшаясь, по завершении автоматической балансировки моста принимает значение $U'_р$.

Согласно (6.7)

$$P_{СВЧ} = [U^2_р - (U'_р)^2]/4R_{т0}. \qquad (6.8)$$

Заменив в (6.8) значение $U_р$ равным ему значением $U_к$, представим (6.8) в виде

$$P_{СВЧ} = (U_к + U'_р)(U_к - U'_р)/4R_{т0}. \qquad (6.9)$$

Это выражение определяет алгоритм работы прибора. Так как значение $R_{т0}$ известно, то для получения значения $P_{СВЧ}$ измеряемой мощности СВЧ необходимо найти сумму $U_к + U'_р$, разность $U_к - U'_р$ и произведение $(U_к + U'_р)(U_к - U'_р)$.

Напряжения постоянного тока $U_к$ и $U'_р$ подаются соответственно на входы *1* и *2* блока суммирования, с выхода которого суммарное напряжение $U_к + U'_р$ подводится к входу *1* преобразователя напряжения в интервал времени. Он работает по методу двойного интегрирования подобно АЦП, описанному в § 5.9 (рис. 5.18 и 5.19). Но в данном ваттметре функция преобразователя ограничена формированием интервала Δt, длительность которого пропорциональна значению $U_к + U'_р$ (без заполнения интервала счетными импульсами). На вход *2* преобразователя с выхода *1* блока управления поступает периодическая последовательность импульсов, период следования которых $T_ц$ (например, 1,28 мс) задает продолжительность цикла преобразования, а длительность $\tau_и = T_1$ (например, $T_1 = 40$ мкс) — интервал интегрирования «вверх». Эта последовательность формируется в блоке управления из поступающих в него импульсных сигналов кварцевого генератора с частотой следования $f_{кв}$ (например, $f_{кв} = 100$ кГц). Образуемый на выходе преобразователя по окончании интегрирования «вниз» прямоугольный импульс длительностью $\Delta t = k(U_к + U'_р)$ подводится к входу *1* аналогового перемножителя. Такие импульсы повторяются с периодом $T_ц$.

Для получения сигнала, соответствующего разностному напряжению $U_к - U'_р$, используются модуляторы I и II, на входы *1* которых подаются соответственно напряжения постоянного тока $U_к$ и $U'_р$. К входу *2* модулятора I с выхода *2* блока управления подводится периодическое напряжение симметричной прямоугольной формы (меандр), период которого равен $T_ц$, причем первый полупериод имеет положительную полярность, а на вход *2* модулятора II с выхода *3* блока управления поступает сигнал аналогичной формы и длительности, но противоположной полярности. Выходные импульсы модулятора I амплитудой $U_к$ подаются на вход *1* блока формирования разности напряжений и заряжают имеющийся в блоке конденсатор до напряжения $U_к$. Поступающие с модулятора II на вход *2* блока формирования разности напряжений импульсы амплитудой $U'_р$ вызывают частичный разряд конденса-

тора, вследствие чего разность потенциалов на обкладках принимает значение $U_к—U'_р$. После усиления разностное напряжение через делитель напряжения, коэффициент передачи которого задает значение предела измерения, поступает на вход *2* перемножителя. На выходе перемножителя образуется периодическая последовательность прямоугольных импульсов, длительность Δt которых пропорциональна сумме значений $U_к$ и $U'_р$, а амплитуда — пропорциональна разности этих значений. В результате усреднения этой последовательности на выходе усреднителя (ФНЧ) получается постоянная составляющая напряжения. Ее значение, пропорциональное произведению $(U_к+U'_р)(U_к—U'_р)$, т. е. значению мощности СВЧ, измеряется цифровым вольтметром. Дисплей цифрового вольтметра показывает значение измеряемой мощности СВЧ. В соответствии с фиксируемым вольтметром значением мощности схема автоматического выбора предела измерений изменяет коэффициент передачи делителя напряжения — таким образом устанавливается требуемый предел измерений.

Микропроцессорный ваттметр. На рис. 6.8 изображена структурная схема цифрового термисторного ваттметра, управляемого микропроцессорной системой. В этой схеме используется только один мост, который балансируется автоматически [81]. Ваттметр работает следующим образом.

После включения прибора на входах обоих ЦАП числа равны нулю и балансировка моста осуществляется с помощью следящего УПТ — режим самобалансирующегося моста. При этом ток питания моста принимает значение I (ток через резистор $R_{п2}$ отсутствует). Создаваемое этим током падение напряжения на резисторе $R_{п1}$ измеряется цифровым вольтметром и результат измерения вводится в микропроцессорную систему. Последняя выдает на вход ЦАП II число, которому соответствует значение I_0 тока на выходе усилителя добавочного тока. Ток в цепи питания моста, представляющий сумму выходных токов двух усилителей, увеличивается. Это вызывает снижение тока в выходной цепи следящего усилителя до значения $\Delta I_1=I—I_0$, причем $\Delta I_1 \ll I_0$.

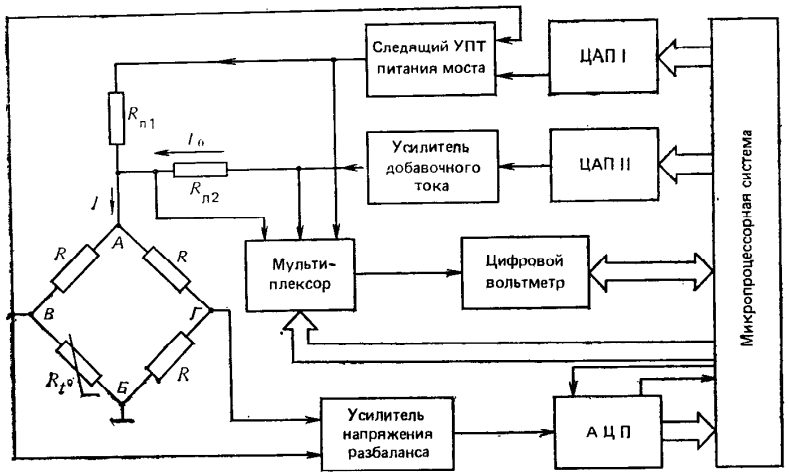


Рис. 6.8

Напряжение разбаланса моста через усилитель поступает на информационный вход АЦП, который преобразует напряжение в числовой эквивалент. Полученное число вводится в микропроцессорную систему, с помощью которой устанавливаются значения токов I_0 и ΔI_1, соответствующие состоянию баланса моста. Оба значения фиксируются в памяти микропроцессорной системы: I_0 в результате измерения цифровым вольтметром падения напряжения на прецизионном резисторе $R_{п2}$, а ΔI_1 — после измерения падения напряжения на прецизионном резисторе $R_{п1}$. Вход вольтметра подключается к резисторам посредством мультиплексора.

После подачи на термистор измеряемой мощности СВЧ мост разбалансируется. Для восстановления баланса моста понижается ток в выходной цепи до значения ΔI_2 (значение I_0 сохраняется неизменным), которое измеряется с помощью цифрового вольтметра. Результат измерения передается в память микропроцессорной системы.

Найдем выражение для расчета замещенной мощности СВЧ по измеренным значениям токов. Так как при первоначальной балансировке моста (до подачи мощности СВЧ) подводимый к диагонали *АБ* ток $I_1=I_0+\Delta I_1$, а при вторичной балансировке (после подачи мощности СВЧ) ток $I_2=I_0+\Delta I_2$, то согласно (6.6)

$$P_{СВЧ}=[(I_0+\Delta I_1)^2—(I_0+\Delta I_2)^2]R_{т0}/4.$$

После несложных преобразований получается формула

$$P_{СВЧ}=(2I_0+\Delta I_1+\Delta I_2)(\Delta I_1—\Delta I_2)R_{т0}/4, \qquad (6.10)$$

по которой микропроцессорная система вычисляет значение измеренной мощности. Результат измерения отображается цифровым дисплеем.

Прибор позволяет проводить многократные измерения с автоматической обработкой их результатов.

Как видно из (6.10), измерения мощности СВЧ косвенные, хотя экспериментатор и получает их результат непосредственно, не проводя вычислений. Так как зависимость, связывающая физические величины $P_{СВЧ}$, I_0 и ΔI, нелинейная, то, чтобы оценить погрешность измерения мощности СВЧ, рассеиваемой на термисторе, воспользуемся второй теоремой (§ 1.3). Для сокращения расчетов допустим, что $\Delta I_1=0$, $\Delta I_2=\Delta I \ll I_0$. Тогда (6.10) запишется в форме

$$P_{СВЧ}\approx I_0\Delta I R_{т0}/2.$$

Введение обозначений $P_{СВЧ}=z$; $I_0=x_1$; $\Delta I=x_2$ и $R_{т0}/2=a$ приводит к выражению

$$z=ax_1x_2,$$

для которого получены формулы погрешности при решении примера 2 в § 1.3. Полагая, что погрешности измерения токов I_0 и ΔI — случайные, будем иметь

$$\delta_P \approx \sqrt{\delta_{I0}^2+\delta_{\Delta I}^2}.$$

Так, если $\delta_{I0}=\delta_{\Delta I}=0{,}01\%$, то $\delta_P\approx 0{,}015\%$.

Расширение пределов измерений. Верхний предел мощности, измеряемый термисторным или болометрическим ваттметром, можно увеличить, включив на входе прибора градуированный аттенюатор. Тогда измеренная мощность определяется отсчетом по шкале ваттметра и коэффициентом передачи аттенюатора.

Описанные измерители, являющиеся ваттметрами поглощаемой мощности, можно использовать и как измерители проходящей мощности, дополнив их направленным ответвителем. Основная линия последнего включается в СВЧ тракт между генератором и нагрузкой. К выходу вспомогательной линии подключают измеритель малой мощности.

Направленный ответвитель строго калибруют по переходному затуханию в заданном частотном диапазоне. Проходящая мощность при согласованной нагрузке на конце основной линии[1] в C раз больше измеренной ваттметром малой мощности и определяется из формулы:

$$P_{прох}=CP_{изм},$$

где $C=P_{осн}/P_{всп}$ — отношение мощности в основной линии к мощности, ответвляемой во вспомогательную линию.

Погрешности термисторных ваттметров. Рассмотрим основные погрешности, возникающие при измерениях мощности термисторным (болометрическим) ваттметром, придерживаясь классификации по слагаемым измерений.

1. Погрешность меры. У ваттметров, в которых мощность СВЧ сравнивается с мощностью постоянного тока, мерой служит источник постоянного тока. Погрешность меры определяется нестабильностью тока и погрешностью его измерения.

2. Погрешность преобразования. В этих приборах она имеет заметный вес. Приемные преобразователи (головки) термисторных и болометрических ваттметров по точности делятся на восемь классов: 0,5; 1,0; 2,0; 4,0; 6,0; 10,0; 15,0; 20,0. Погрешность преобразования головки при согласованном выходе источника сигнала СВЧ не должна превышать погрешности, соответствующей классу. Основные причины погрешности данного вида следующие:

несовершенное согласование сопротивления головки с волновым сопротивлением тракта (коэффициент стоячей волны $K_{ст}u>>1$). Эта погрешность — систематическая. Ее можно определить

[1] Когда нагрузка не согласована с основной линией, проходящая мощность определяется разностью падающей и отраженной мощностей. Она измеряется с помощью двух направленных ответвителей.

следующим образом. Мощность, поглощаемая в нагрузке, представляет разность падающей и отраженной мощностей $P_н=P_{пад}-P_{отр}$. Так как $P_{отр}/P_{пад}=\Gamma^2$, где Γ — модуль коэффициента отражения, то $P_н=P_{пад}(1-\Gamma^2)$. Следовательно, относительная погрешность

$$\delta_P=(P_н-P_{пад})/P_{пад}=-\Gamma^2.$$

Формула справедлива при измерении мощности генератора с внешним возбуждением;

плохие контакты между термистором (болометром) и головкой, а также между головкой и трактом. Установить значение этой погрешности можно только сравнением с образцовым прибором.

3. Погрешность сравнения. Зависит от точности измерения мостовой схемой, характеристики термистора, точного поддержания рабочего сопротивления термистора. Кроме того, сказываются температурные погрешности, связанные с изменением температуры окружающей среды. Как уже отмечалось, в некоторых ваттметрах применяют второй термисторный (болометрический) мост, служащий для компенсации температурных влияний.

4. Погрешность фиксации результата измерения. Она зависит от типа отсчетного устройства.

Предел допускаемой основной относительной погрешности термисторного ваттметра, выражаемой в процентах по отношению к показанию прибора, без учета погрешности термисторного преобразователя определяется формулой

$$\delta_P=\pm(h+dA_к/A_п),$$

где $A_к$ — установленный предел измерения мощности, $A_п$ — показание ваттметра (значение измеряемой мощности), h и d — постоянные числа (например, у одного из выпускаемых промышленностью ваттметров, который построен по описанной схеме с двумя мостами, для режима автоматического выбора пределов $h=0{,}5$ и $d=0{,}6$).

6.5. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ МЕТОД

Создание тонкопленочных термоэлектрических преобразователей открыло новые возможности в технике измерения мощности СВЧ. Ваттметры, выполняемые на основе таких преобразователей, характеризуются широким диапазоном частот и большим динамическим диапазоном [81].

Известно несколько видов тонкопленочных термоэлектрических преобразователей. Один из них представляет собой тонкопленочную термопару висмут—сурьма (Bi—Sb), материал которой напылен на пленку из полистирола. Она помещается параллельно стенке волновода в плоскости E. Вносимая его неоднородность невелика, не мешает получению хорошего согласования тракта (КСВ менее 1,2). Применение сменных головок с термоэлектрическими преобразователями в одном из ваттметров позволяет из-

мерить мощность СВЧ в диапазоне частот от 40 до 140 ГГц. При этом достигнута достаточно высокая температурная стабильность и малая чувствительность к изменению внешних влияющих факторов в широких пределах. Эти характеристики значительно выше, чем у термисторных и болометрических измерителей.

Другой вид термоэлектрического преобразователя отличается тем, что при его выполнении используется сочетание полупроводниковой и тонкопленочной технологий. На поверхность кристалла кремния нанесена металлическая пленка из нитрида тантала, служащая тонкопленочным резистором высокой прочности. Между кремнием и резистором образуется изолирующий слой из двуокиси кремния. В этом слое под одним из концов резистора примерно в центре кристалла выполнено отверстие, через которое резистор соединяется с кремниевым кристаллом, очень тонким в области соединения. Оно представляет собой «горячий» конец термопары. На втором конце резистора и удаленном от центра конце кремниевого кристалла имеются выходные контакты (из золота), с помощью которых осуществляется электрическое соединение с внешней схемой. Они также служат установочными элементами, используемыми для крепления кристалла к подложке («холодному» концу термопары) и отвода тепла.

Тонкопленочный резистор, помещенный в головку, выполняет функцию оконечной нагрузки широкополосного тракта, причем во всей полосе частот (до 18 ГГц) достигается хорошее согласование нагрузки с трактом. Поглощаемая резистором электромагнитная энергия преобразуется в тепловую. Вследствие того, что толщина кристалла в центре намного больше, чем на его концах, температура «горячего» конца термопары выше, чем у «холодных» концов (напомним, что внешние концы кристалла отводят тепло). Перепад температур на концах термопары приводит к появлению термо-ЭДС.

На одном кристалле расположены две термопары, соединенные последовательно. Вырабатываемое ими напряжение постоянного тока измеряется микровольтметром. Чувствительность описанного термоэлектрического преобразователя 160 мкВ/мВт.

6.6. КАЛОРИМЕТРИЧЕСКИЙ МЕТОД

Одним из точных методов измерения мощности СВЧ является калориметрический, основанный на преобразовании электромагнитной энергии, поглощаемой согласованной нагрузкой, в тепловую. Измеряемое значение мощности находят по изменению температуры нагрузки. Этот метод — абсолютный: мощность измеряется непосредственно, без замещения мощностью постоянного тока.

Калориметрические измерители мощности состоят из двух основных частей: поглощающей нагрузки и измерителя температуры. В приборах применяются поглощающие нагрузки с проточной водой и нагрузки из твердых поглощающих материалов.

Мощность, поглощаемая в нагрузке с проточной водой, определяется по разности температур ΔT на выходе и входе нагрузки и по скорости v протекания воды. Если в объеме воды V при рассеянии мощности P выделяется Q калорий тепла, то это тепло нагревает воду от температуры T_1 до температуры T_2: $Q = V(T_2 - T_1) = V\Delta T$ (плотность ρ и теплоемкость c воды равны единице). Мощность и количество тепла связаны соотношением

$$P = (Q/0{,}24t) = 4{,}2V\Delta T/v.$$

Изменение объема в единицу времени $V/t = v$ — скорость протекания воды, см/с. Следовательно, $P = 4{,}2v\Delta T$. На практике расход воды v измеряют в л/мин. В этом случае формула для определения мощности в ваттах

$$P = 70v\Delta T.$$

Таким образом, измерение мощности сводится к измерению расхода воды v и разности температур на выходе и входе нагрузки. В ваттметрах расход воды автоматически поддерживается постоянным и для определения мощности достаточно измерять разность температур. Применение цифровых термометров позволяет получать ваттметры с цифровым отсчетом.

6.7. ИЗМЕРЕНИЕ ИМПУЛЬСНОЙ МОЩНОСТИ

Косвенные измерения. Ваттметры основных типов — терморезисторные, калориметрические, пондермоторные и с термоэлементами — измеряют мощность в режиме непрерывной генерации или среднюю мощность $P_{ср}$ в импульсном режиме. Однако часто бывает необходимо знать мощность в импульсе $P_{имп}$. Если известны форма и длительность $\tau_и$ импульсов, а также частота их следования $F_с$ или скважность Q, то значение $P_{имп}$ можно рассчитать по измеренному значению $P_{ср}$.

При прямоугольной форме импульсов, образующих периодическую последовательность, мощность в импульсе

$$P_{имп} = P_{ср}/\tau_и F_с = QP_{ср}.$$

Согласно (1.55) случайная среднеквадратическая относительная погрешность измерения

$$\delta_{P_{имп}} = \sqrt{\delta^2_{P_{ср}} + \delta^2_{\tau} + \delta^2_{F_с}}.$$

Погрешность измерения средней за период мощности получается тем меньше, чем больше тепловая постоянная времени поглощающей части ваттметра по сравнению с периодом следования импульсов $T_с$. При большой постоянной времени тепловой эффект от воздействия импульсной мощности весьма близок к интегральному эффекту.

Наибольшей постоянной времени обладают калориметрические ваттметры, наименьшей — проволочные болометры.

Постоянная времени некоторых термисторов в ряде случаев может оказаться соизмеримой с периодом следования импульсов, поэтому температура термистора в течение периода изменяется. Это сказывается на теплообмене с окружающей

средой, и сопротивление термистора постоянному току не сохраняется неизменным. Пульсация температуры термистора пропорциональна энергии в импульсе и растет с уменьшением отношения тепловой постоянной времени к периоду следования импульсов. Возникают дополнительные погрешности, которые тем больше, чем больше мощность, попадающая на термистор.

Причинами дополнительных погрешностей являются:

рассогласование сопротивления головки с трактом из-за пульсаций сопротивления термистора, поэтому часть мощности отражается;

несоответствующие сопротивления термистора истинному усредненному значению при равновесии моста, так как показание индикатора разбаланса моста не является линейной функцией этого сопротивления;

пульсации постоянного тока через термистор и, как следствие этого, изменение мощности постоянного тока, подводимый к термистору, что не учитывается при вычислении замещающей мощности из-за пульсаций сопротивления.

Режимы работы источника импульсной мощности, при которых допустимо применение термисторных ваттметров, должны указываться в описаниях к приборам.

Прямые измерения. Непосредственно измерить импульсную мощность можно ваттметром с пленочным болометром (рис. 6.9). В этом приборе исследуемый радиоимпульс длительностью $\tau_и$ поступает в болометрическую головку через направленный ответвитель, калиброванный по затуханию, основная линия которого нагружена согласованной нагрузкой. Болометр включен в цепь постоянного тока. Изменение его сопротивления является функцией температуры, которая определяется мощностью, поступающей на болометр. Если тепловая постоянная времени болометра $\tau_б \gg \tau_и$ и период следования импульсов $T_с > \tau_б$, то температура болометра линейно растет во время импульса и экспоненциально уменьшается в паузе между соседними импульсами.

Напряжение на выходе болометра — пилообразный импульс, наклон фронта которого однозначная функция импульсной мощности. Болометр играет роль интегратора, преобразующего прямоугольный радиоимпульс в пилообразный видеоимпульс. Последний пропускается через дифференцирующую цепь, восстанавливающую прямоугольный импульс. На выходе дифференцирующей цепи получается видеоимпульс, точно соответствующий по форме огибающей радиоимпульса, подаваемого на болометр. Амплитуда видеоимпульса пропорциональна импульсной мощности СВЧ. Ее измеряют пиковым вольтметром, на входе которого включен видеоусилитель. Шкала вольтметра градуируется в единицах мощности.

Более надежен (менее чувствителен к перегрузкам, чем болометрический

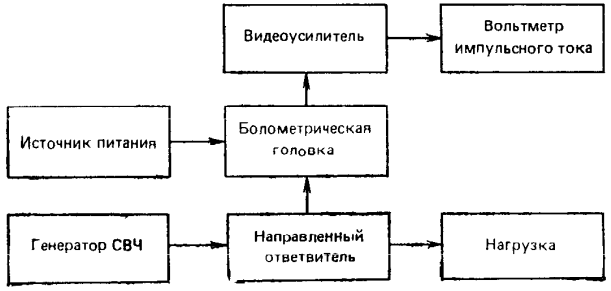


Рис. 6.9

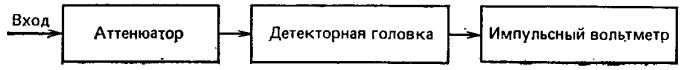


Рис. 6.10

ваттметр) электронный импульсный ваттметр (рис. 6.10). Его принцип действия заключается в следующем. Содержащийся в детекторной головке СВЧ диод детектирует радиоимпульсы исследуемого СВЧ генератора, поступающие на вход головки через аттенюатор. Амплитуда видеоимпульсов на выходе головки однозначно соответствует измеряемому значению импульсной мощности. Это позволяет градуировать шкалу импульсного вольтметра в единицах мощности. В состав ваттметра входит калибратор — источник калиброванных по амплитуде импульсных сигналов.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ИЗМЕРЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛОВ

7.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В предыдущих главах при измерении параметров электрических сигналов предполагалось представление их во временной области: значения сигналов рассматривались как функции времени. Для решения ряда задач целесообразно пользоваться представлением сигналов в частотной области, опираясь на зависимость значений или определенных параметров сигнала от частоты. Представление в частотной области иначе называют спектральным представлением. Как доказывается в теории сигналов, между обоими представлениями имеется полное соответствие: данной функции во временной области всегда соответствует единственная функция в частотной области. Целесообразность выбора формы определяется характером и условиями решаемой задачи.

Характеристики, описывающие свойства сигнала при частотном представлении, называют *спектральными*. Наиболее полными характеристиками служат частотные спектры (амплитуд, мощности, фаз). Их математические определения содержатся в § 7.2. Для оценки степени нелинейных искажений, претерпеваемых синусоидальным сигналом при прохождении через нелинейную цепь, используют коэффициент гармоник. К спектральным характеристикам относятся кепстр, девиация частоты ЧМ сигнала и другие характеристики.

Здесь основное внимание уделяется аппаратурному спектральному анализу, т. е. экспериментальному анализу, осуществляемому с помощью специальных приборов — анализаторов спектра. Поскольку современные анализаторы, как правило, позволяют исследовать спектры и детерминированных, и случайных сигналов, то в данной главе излагается спектральный анализ сигналов обоих

видов (хотя измерению других характеристик случайных процессов посвящена отдельная глава — гл. 8).

Рассмотрению методов аппаратурного спектрального анализа и принципов построения анализаторов предпошлем основные математические определения спектров.

7.2. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИЯ СПЕКТРОВ

Периодический сигнал, который описывается функцией $f(t)$, отвечающей условиям Дирихле, можно представить рядом Фурье

$$f(t)=c_0+\sum_{k=1}^{\infty}c_k\cos\left[\left(\frac{2\pi k}{T}\right)t-\varphi_k\right], \tag{7.1}$$

где $c_0=\frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2}f(t)\,dt$—постоянная составляющая, k — номер гармоники, c_k — амплитуда k-й гармоники, а $f_k=k/T$ и φ_k — ее частота и фаза соответственно.

Совокупность величин c_k называют *спектром амплитуд*, а совокупность величин φ_k — *спектром фаз*. В настоящей главе рассматривается исследование спектра амплитуд (и спектра мощности), который в дальнейшем, как это принято в литературе и радиотехнической практике, мы будем называть просто «спектр».

Спектр периодического сигнала $f(t)$ — линейчатый. Для непериодических сигналов характерен сплошной спектр. Функциональное преобразование детерминированного сигнала $x(t)$ из временной области в частотную представляет прямое преобразование Фурье:

$$S(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}x(t)\exp(-\mathrm{j}\omega t)\,dt, \tag{7.2}$$

где $\omega=2\pi f$ — угловая частота.

Для преобразования из частотной области во временную служит обратное преобразование Фурье — интеграл Фурье:

$$x(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}S(\omega)\exp(\mathrm{j}\omega t)\,d\omega. \tag{7.3}$$

Формулы (7.2) и (7.3), имеющие симметричную структуру, называют парой преобразований Фурье. Следует подчеркнуть, что $S(\omega)$ — комплексная функция, содержащая информацию и о спектре амплитуд, и спектре фаз. Эту функцию принято называть комплексным спектром. Модуль функции $S(\omega)$ — спектр амплитуд. Значение $|S(\omega)|$ выражает не непосредственную амплитуду, а *спектральную плотность*.

Цифровые методы спектрального анализа опираются на дискретное преобразование Фурье. Кратко поясним его сущность и приведем математические формулы.

При дискретизации времени непрерывный сигнал $x(t)$ преобразуется в последовательность дискретных выборок. Если выборки осуществляются регулярно через интервал времени T_0, то получается последовательность $x_{\text{п}}(iT_0)$, где $i=0, 1, 2, \ldots, N-1$ (общая длительность $T=NT_0$).

Полагают, что функция $x_{\text{п}}(iT_0)$ периодическая и ее период $T=NT_0$. Соответствующая ей функция в частотной области может быть представлена функцией $S_{\text{п}}(k\Delta f)$ дискретных значений частоты ($k=0, 1, 2, \ldots, N-1$), разделенных частотными интервалами $\Delta f=1/NT_0$. Обе функции $x_{\text{п}}(iT_0)$ и $S_{\text{п}}(k\Delta f)$ связаны парой дискретного преобразования Фурье (ДПФ):
прямого

$$S_{\text{п}}(k\Delta f)=T_0\sum_{i=0}^{N-1}x_{\text{п}}(iT_0)\exp\left(-\frac{\mathrm{j}2\pi ik}{N}\right) \tag{7.4}$$

и обратного

$$x_{\text{п}}(iT_0)=\Delta f\sum_{k=0}^{N-1}S_{\text{п}}(k\Delta f)\exp\left(\frac{\mathrm{j}2\pi ik}{N}\right), \tag{7.5}$$

причем $T_0\Delta f=1/N$.

Поскольку функция $x_{\text{п}}(iT_0)$ рассматривается как периодическая с периодом NT_0, то, когда функция $S_{\text{п}}(k\Delta f)$ преобразуется в функцию $x_{\text{п}}(iT_0)$, получается один период сигнала $x_{\text{п}}(iT_0)$. Подразумевается, что он циклически повторяется. Функция $S_{\text{п}}(k\Delta f)$, определяемая прямым дискретным преобразованием Фурье из $x_{\text{п}}(iT_i)$, периодическая в частотной области с N значениями в каждом периоде и только $N/2$ значений не повторяются.

Таким образом, если функции $x(t)$ и $S(f)$ представляют пару непрерывного преобразования Фурье, описываемую (7.2) и (7.3), то последовательности

$$x_{\text{п}}(iT_0)=\sum_{l=-\infty}^{\infty}x[(i+lN)T_0] \tag{7.6}$$

и

$$S_{\text{п}}(k\Delta f)=\sum_{p=-\infty}^{\infty}S[(k+pN)\Delta f], \tag{7.7}$$

образованные выборками периодических функций[1], представляют пару ДПФ, удовлетворяющую (7.4) и (7.5). Ее записывают и в такой форме:

$$S_k=\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1}x(i)\exp\left(-\frac{\mathrm{j}2\pi ik}{N}\right), \tag{7.8}$$

$$x(i)=\sum_{k=0}^{N-1}S(k)\exp\left(\frac{\mathrm{j}2\pi ik}{N}\right), \tag{7.9}$$

[1] При дискретных выборках может иметь место явление перепутывания (наложения) частот. Если с интервалом T_0 производятся выборки значений синусоидального сигнала частотой $f>1/2T_0$, то образованную последовательность можно спутать с последовательностью, полученной из синусоидального сигнала более низкой частоты $f_{\text{н}}$. Например, при $f=1025$ Гц и $T_0=0{,}005$ с (иначе 200 выборок в секунду) выборочная последовательность не различается с аналогичной последовательностью из синусоидального сигнала частотой $f_{\text{н}}=25$ Гц.

где $S(k)=S_n(k\Delta f)\Delta f$, а $x(i)=x_n(iT_0)$ — i-я выборка последовательности (7.6), каждый период которой содержит N выборок.

Вычисления, проводимые при выполнении ДПФ, довольно громоздки: они требуют примерно N^2 арифметических операций (например, при $N=1000$ необходимы 1 000 000 операций). Для ускорения преобразования разработан алгоритм (точнее, алгоритмы), значительно сокращающий объем и продолжительность вычислительных операций. Его называют быстрым преобразованием Фурье (БПФ). Процедура БПФ изложена во многих источниках, например в [3, 23, 34, 43, 69]. Краткие сведения о БПФ приведены в § 7.7.

К спектральным характеристикам, используемым на практике, относятся также текущий и мгновенный спектры. Как следует из (7.2), для нахождения спектра сигнала $x(t)$ необходимо выполнить интегрирование по времени в бесконечных пределах. Но реальные физические процессы исследуются в течение конечного времени, и, следовательно, интегрирование ведется в пределах от момента начала наблюдения до данного, текущего момента t. С учетом этого обстоятельства определяемый спектр может быть представлен в виде

$$S(\omega,\ t)=\int_0^t x(\tau)\exp(-j\omega\tau)\,d\tau. \qquad (7.10)$$

Функция $S(\omega,\ t)$ является функцией не только частоты, но и времени и носит название *текущего спектра* [99]. Это понятие важно для теории и техники анализа спектра. Дело в том, что периодичность процесса проявляется лишь за достаточно большое время — по крайней мере за несколько периодов. В течение же небольшой части периода характерные черты процесса вырисовываться не успевают. Спектр короткого отрезка процесса — сплошной, так как этот отрезок по существу является коротким импульсом. Переход к линейчатому спектру происходит лишь в пределе, когда $t\to\infty$ (строго теоретически); на практике длительность процесса оказывается достаточной при условии $t=nT$ $(n\gg 1)$.

Мгновенный спектр описывается функцией

$$S_T(\omega,\ t)=\int_{t-T}^{t} x(\tau)\exp(-j\omega\tau)\,d\tau. \qquad (7.11$$

и определяется как спектр отрезка сигнала длительностью T, непосредственно предшествующего данному моменту t [99].

Более общее определение мгновенного спектра записывается в виде

$$S_T(\omega,\ t)=\int_{-\infty}^{\infty} r(\tau-t)\,x(t)\exp(-j\omega\tau)\,d\tau, \qquad (7.12)$$

где $r(\tau-t)$ — скользящая весовая функция.

Если записать (7.11) в виде

$$S_T(\omega,\ t)=\int_{-\infty}^{t} x(\tau)\exp(-j\omega\tau)\,d\tau-\int_{-\infty}^{t-T} x(t)\exp(-j\omega\tau)\,d\tau,$$

то мгновенный спектр нужно рассматривать как разность двух текущих спектров, т. е. как приращение текущего спектра за интервал времени T. Это приводит к определению мгновенного спектра по Пейджу

$$\lambda(\omega,\ t)=\frac{\partial}{\partial t}|S(\omega,\ t)|^2, \qquad (7.13)$$

где $S(\omega,\ t)$ — текущий спектр.

Спектральной характеристикой стационарных случайных процессов (напряжения или тока) служит *спектральная плотность мощности* $G_X(f)$. Она выражает приходящуюся на единицу полосы частот среднюю мощность процесса (выделяемую на резисторе в 1 Ом). Соотношение между спектральной плотностью стационарного случайного процесса $X(t)$ и его корреляционной функцией $K_X(\tau)$ дается парой преобразований Фурье (теорема Винера—Хинчина):

$$G_X^{(м)}(f)=\int_{-\infty}^{\infty} K_X(\tau)\exp(-j\,2\pi f\tau)\,d\tau; \qquad (7.14)$$

$$K_X(\tau)=\int_{-\infty}^{\infty} G_X^{(м)}(f)\exp(j\,2\pi f\tau)\,df. \qquad (7.15)$$

В (7.14) и (7.15) спектральная плотность определена для положительных и отрицательных значений частоты, причем $G^{(м)}{}_X(f)=G^{(м)}{}_X(-f)$. Помимо такого двустороннего «математического» спектра, при прикладных исследованиях и измерениях пользуются односторонней «физической» спектральной плотностью $G_X(f)=2G^{(м)}{}_X(f)$, отличной от нуля лишь при частотах $f\geqslant 0$. Для нее справедливы следующие формулы Винера—Хинчина:

$$G_X(f)=4\int_0^{\infty} K_X(\tau)\cos 2\pi f\tau\,d\tau; \qquad (7.16)$$

$$K_X(\tau)=\int_0^{\infty} G_X(f)\cos 2\pi f\tau\,df. \qquad (7.17)$$

Спектральную плотность мощности (спектр мощности) можно выразить через текущий спектр напряжения реализаций:

$$G_X(f)=\lim_{T\to\infty}(1/T)\,M[|S(f,\ T)|^2], \qquad (7.18)$$

где M — символ математического ожидания, а также через мгновенный спектр $\lambda(f,\ t)$

$$G_X(f)=M[\lambda(f,\ t)]. \qquad (7.19)$$

При теоретических и практических исследованиях нередко пользуются нормированной спектральной плотностью стационарного случайного процесса

$$g_X(f)=G_X(f)\Big/\int_{-\infty}^{\infty} G_X(f)\,df=\frac{G_X(f)}{K_X(0)}, \qquad (7.20)$$

где $K_X(0)=D_X$ — дисперсия случайного процесса $X(t)$.

Функция $g_x(f)$ связана с нормированной корреляционной функцией $\rho_x(\tau)$ выражением

$$g_X(f) = 2\int_0^\infty \rho_X(\tau)\cos 2\pi f\tau\, d\tau. \qquad (7.21)$$

Полезной характеристикой служит *кепстр*, представляющий собой обратное преобразование Фурье натурального логарифма нормированного спектра $g_x(f)$:

$$C(q) = \int_0^\infty \ln g_x(f)\exp(j\,2\pi q f)\,df, \qquad (7.22)$$

где буквой q обозначена переменная, имеющая размерность времени (она не идентична переменной τ).

7.3. АНАЛОГОВЫЕ ФИЛЬТРОВЫЕ АНАЛИЗАТОРЫ СПЕКТРА

Всю совокупность приборов, применяемых для анализа спектра сигналов, можно условно разделить на аналоговые и цифровые. Они различаются как принципами построения, так и характеристиками. Несмотря на многие достоинства, возможности цифровых анализаторов, возросшие вследствие введения в состав прибора микропроцессоров, аналоговые анализаторы широко применяются. Они сохраняют свои позиции особенно в верхней части высокочастотного диапазона и СВЧ диапазона. Но такие анализаторы в современном исполнении, как правило, содержат и цифровые устройства. Значительное место, отведенное рассмотрению аналоговых анализаторов, объясняется не только и не столько этой причиной, сколько тем, что по его ходу освещается ряд общих вопросов аппаратурного спектрального анализа.

Экспериментальный анализ спектров осуществляется различными методами. В аналоговых анализаторах преимущественно воплощен один из трех методов: фильтрации, дисперсионный или рециркуляционный. Настоящий параграф посвящен первому из них.

Метод фильтрации, способы анализа. Этот метод наиболее широко используется в аналоговых анализаторах. Основной элемент таких приборов — полосовой фильтр с узкой полосой пропускания, служащий для выделения отдельных частотных составляющих или узких участков исследуемого спектра.

Возможны два основных способа анализа методом фильтрации: одновременный (параллельный) и последовательный.

Одновременный анализ осуществляется с помощью совокупности узкополосных фильтров (высокодобротных резонаторов) с идентичными АЧХ, каждый из которых настроен на определенную частоту. При одновременном воздействии исследуемого сигнала на все фильтры (резонаторы) каждый из них выделяет соответствующую его настройке составляющую спектра (рис. 7.1,*а*).

Последовательный анализ производится посредством одного узкополосного фильтра, перестраиваемого в широкой полосе частот. Фильтр последовательно настраивают на различные частоты. При каждой новой настройке он выделяет очередную составляющую спектра (рис. 7.1,*б*).

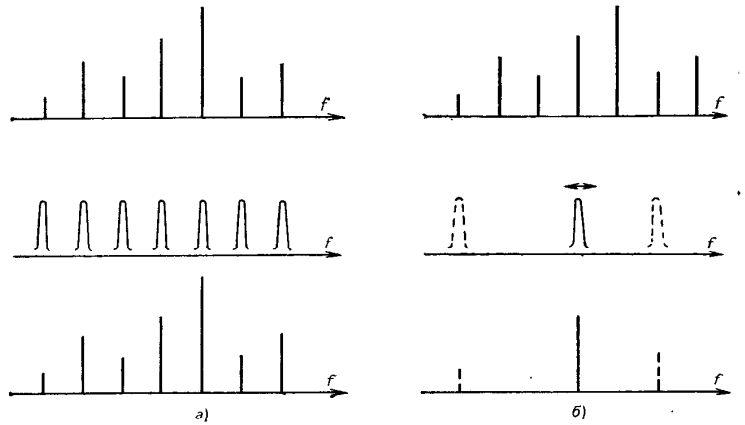


Рис. 7.1

Сравнивая одновременный и последовательный способы анализа, сразу можно заключить, что первый имеет намного более высокую скорость анализа, чем второй. Важно отчетливо представить, что главная причина ограничения скорости анализа при последовательном способе кроется не столько в необходимости перестройки фильтра, требующей времени, сколько в продолжительности переходных процессов, возникающих в фильтре при его возбуждении. Чем уже полоса пропускания фильтра, тем медленнее устанавливаются процессы в нем. При быстрой перестройке данная спектральная составляющая не успевает в должной мере «раскачать» фильтр, и еще до окончания переходного процесса при данной частоте фильтр уже оказывается настроенным на частоту другой составляющей спектра. Это, разумеется, искажает результаты анализа.

Последовательный анализ эффективен при исследовании периодических процессов, медленно меняющихся по сравнению с продолжительностью анализа. Для исследования быстро протекающих процессов и, в частности, одиночных, неповторяющихся импульсов этот способ анализа непосредственно использован быть не может.

Продолжая сравнивать два способа анализа, легко установить, что аппаратура, необходимая для одновременного анализа, сложна. Очевидно, что одновременный анализ требует применения многоканальных анализаторов с большим числом каналов (например, для одновременного выделения 50 составляющих спектра необходим пятидесятиканальный прибор). Аппаратура для последовательного анализа намного проще. Именно поэтому последова-

тельный анализ стремятся распространить на возможно большее число случаев исследования спектра, применяя различные приемы для ускорения анализа. Например, оказывается, что этот способ анализа вполне применим для исследования спектров одиночных сигналов, которые по условиям эксперимента повторяют через большие (по сравнению с длительностью сигнала) интервалы времени. Известны и методы, позволяющие строить аппаратуру для последовательного анализа спектра одиночного импульса.

Принцип получения изображения спектра. Конкретные схемы и конструкции приборов, осуществляющих анализ спектров методом фильтрации, разнообразны, но характерным, принципиальным узлом является узкополосная система, выделяющая спектральные составляющие или участки спектра. В осциллографических анализаторах с последовательным анализом предусматривают электронную перестройку в весьма широком диапазоне частот. Перестройка достигается в результате видоизменения способа анализа: вместо того чтобы передвигать среднюю частоту полосового фильтра по шкале частот относительно неподвижного спектра, перемещают спектр относительно фиксированной средней частоты фильтра. При этом отдельные спектральные линии или участки спектра последовательно совпадают с полосой пропускания фильтра вследствие относительного их перемещения по шкале частот.

Подобное видоизменение способа последовательного анализа достигается гетеродинным преобразованием частоты. Поясним его сущность.

На рис. 7.2 показана схема приемника сигналов с гетеродинным преобразователем. Включение в схему оконечного показывающего прибора превращает приемник в селективный (избирательный) вольтметр.

Усилитель промежуточной частоты — это, как известно, резонансный усилитель, настроенный на частоту $f_{пр}$ и имеющий узкую полосу пропускания избирательного элемента: $\Delta f \ll f_{пр}$. Он выполняет роль избирательного устройства — полосового фильтра.

Если на вход *1* смесителя поступает от внешнего источника синусоидальный сигнал частотой f_c, а на вход *2* синусоидальный сигнал гетеродина частотой $f_г$, то на выходе смесителя, представ-

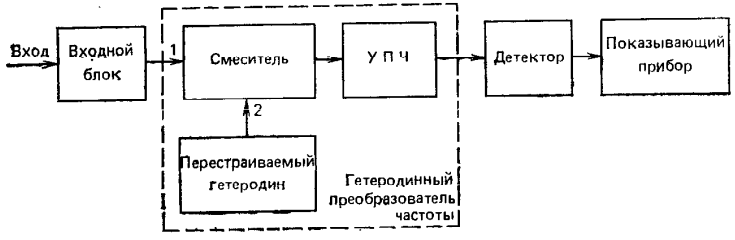


Рис. 7.2

ляющего собой нелинейный элемент, образуется совокупность сигналов комбинационных частот и в том числе разностной, промежуточной частоты $f_{пр}=f_г-f_c$. Этот сигнал выделяется УПЧ, так как только он попадает в полосу пропускания.

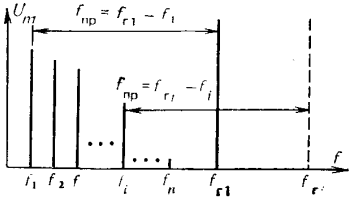


Рис. 7.3

Предположим, что на вход прибора подан периодический сигнал $u(t)=\sum_{k=1}^{\infty} U_{mk}\cos(2\pi f_k t+\varphi_k)$, в спектре которого содержатся n существенных составляющих, т. е. линии частот f_1, f_2, f_3, ..., f_i, ..., f_k (рис. 7.3). Для того чтобы выделить составляющую спектра частотой f_1, необходимо настроить гетеродин на частоту $f_{г1}$ такую, что $f_{г1}-f_1=f_{пр}$. Тогда эта составляющая попадет в полосу пропускания УПЧ. Его выходное напряжение после детектирования будет зафиксировано показывающим прибором. Параметр напряжения зависит от вида детектора: при квадратичном фиксируется среднеквадратическое значение, при пиковом — пиковое. Если затем перестроить гетеродин, установив частоту $f_{гi}$, при которой разность $f_{гi}-f_i=f_{пр}$ (на рис. 7.3 это показано штриховой линией), то будет выделена составляющая частотой f_i. Аналогично можно выделить каждую из n составляющих спектра сигнала. Условие выделения только одной составляющей спектра (а не группы составляющих) заключается в выполнении неравенства $\Delta f \ll f_i-f_{i-1}$.

Установив в схеме, изображенной на рис. 7.2, автоматически перестраиваемый гетеродин и осциллографический индикатор, получим анализатор спектра. Упрощенная схема такого прибора показана на рис. 7.4. Ее работу поясняет рис. 7.5.

Исследуемый сигнал поступает через входной блок на вход *1* смесителя, к входу *2* которого подводится напряжение линейно-частотно-модулированного (ЛЧМ) гетеродина, представляющего собой генератор качающейся частоты (рис. 7.5). Гетеродин настраивается по частоте так, чтобы средняя частота полосы качания была близка к значению частоты, соответствующему середине полосы частот, занимаемой спектром исследуемого сигнала. Линейная частотная модуляция (качание частоты) достигается в результате воздействия на гетеродин линейно-изменяющегося напряжения генератора развертки, которое подается одновременно на горизонтально отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки. Таким образом, перемещение электронного луча трубки по горизонтали пропорционально частоте, и горизонтальная ось служит осью частот.

Отклонение луча по вертикали определяется сигналом, поступающим на вертикально отклоняющие пластины трубки с выхода приемника, содержащего узкополосный УПЧ. Напряжение промежуточной частоты в результате детектирования преобразуется в видеоимпульс, поступающий после усиления на вертикально от-

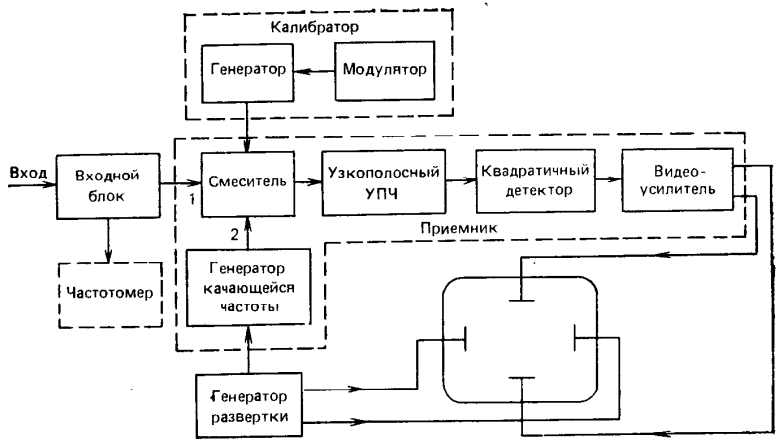


Рис. 7.4

клоняющие пластины ЭЛТ. При этом на экране наблюдается вертикальная светящаяся линия, высота которой пропорциональна значению напряжения выделенной составляющей спектра.

Как видно из рис. 7.5, частота ЛЧМ гетеродина $f_г$, изменяясь во времени по линейному закону, принимает множество значений от $f_{г.мин}$ до $f_{г.макс}$. В момент времени t_1, когда значение частоты гетеродина $f_{г1}$ отличается от значения частоты f_1 первой составляющей спектра сигнала на значение промежуточной частоты $f_{пр}$, т. е. $f_{г1}-f_1=f_{пр}$, в полосу пропускания УПЧ попадает напряжение первой составляющей[1]. Луч ЭЛТ в момент t_1 находится в точке, близкой к крайнему левому положению, и в этой точке наблюдается вертикальная светящаяся линия, соответствующая составляющей f_1. Когда значение частоты гетеродина $f_{г2}$ станет таким, что $f_{г2}-f_2=f_{пр}$ (момент времени t_2), выделится составляющая f_2, и так как за время t_2-t_1 луч переместится вправо, то правее первой светящейся линии расположится вторая вертикальная светящаяся линия, соответствующая составляющей f_2.

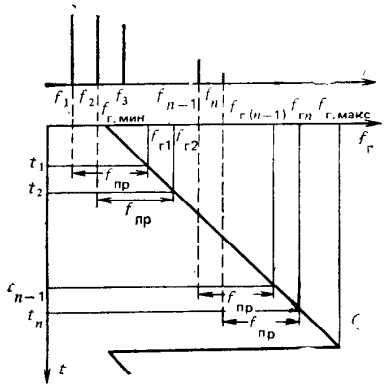


Рис. 7.5

[1] Измененне частоты гетеродина предполагается столь медленным, что в течение интервала времени, требуемого для завершения переходных процессов в избирательном элементе УПЧ, значение частоты можно считать постоянным.

Аналогично рассуждая, найдем, что в момент времени t_{n-1} будет выделена составляющая f_{n-1} и в момент времени t_n — составляющая f_n. Таким образом, за цикл качания частоты гетеродина, равный длительности $T_р$ (периоду) развертывающего напряжения, будут выделены n составляющих спектра. Циклы качания многократно и синхронно повторяются. На экране наблюдается изображение спектра исследуемого сигнала, состоящее из совокупности светящихся линий.

Отдельные составляющие, как уже отмечалось, можно выделить только тогда, когда полоса пропускания УПЧ много меньше расстояния по оси частот между двумя соседними составляющими спектра сигнала. Если это условие не выполняется, то выделяется сразу группа спектральных составляющих — участок спектра.

Далее остановимся на особенностях анализа спектра периодической последовательности прямоугольных радиоимпульсов с большой скважностью (рис. 7.6). При использовании прибора с полосой пропускания Δf, большей частоты следования $F_с$ импульсов, аппаратурный анализ сводится к получению формы о г и б а ю щ е й с п е к т р а. Так как огибающая сплошного спектра одиночного короткого импульса длительностью $\tau_и$ аналогична огибающей дискретного спектра периодической последовательности подобных импульсов, а к началу каждого последующего импульса колебания, возбужденные предыдущим импульсом, практически затухают, то можно считать, что исследуется сплошной спектр короткого импульса длительностью $\tau_и$, периодически повторяющийся на входе прибора через значительные промежутки времени $T_с \gg \tau_и$ ($T_с=1/F_с$ — период следования импульсов). На рис. 7.7,*а* показаны шесть сплошных спектров, каждый из которых соответствует импульсу (с тем же номером) последовательности, изображенной на рис. 7.6.

В радиотехнической практике определение формы огибающей часто является основной целью аппаратурного анализа спектра. Принцип получения изображения спектра на экране ЭЛТ анализатора, изображенного на рис. 7.4, в общем аналогичен рассмотренному принципу отображения спектрограммы, но отмеченное условие ($\Delta f > F_с$) определяет отличия.

При анализе спектра радиоимпульсов гетеродин настраивается по частоте так, чтобы его средняя частота была близка к несущей исследуемого сигнала. Приемник (УПЧ) выделяет не отдельную частотную составляющую, а узкий участок спектра, частота

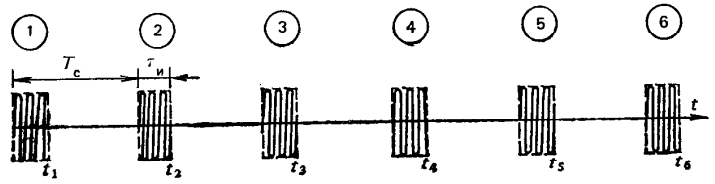


Рис. 7.6

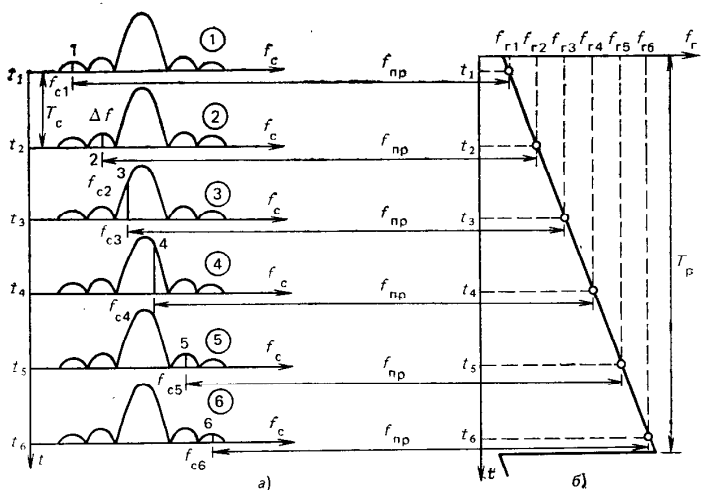


Рис. 7.7

средней составляющей которого f_c отличается в данный момент от частоты гетеродина $f_г$ на промежуточную частоту $f_{пр}=f_г-f_c$ (рис. 7.7).

Выходной сигнал УПЧ определяется напряжением, нарастающим в УПЧ к концу действия импульса, поступающего на вход приемника. Напряжение промежуточной частоты в результате детектирования преобразуется в видеоимпульс, подаваемый после усиления на вертикально отклоняющие пластины. При этом на экране осциллографа (рис. 7.8) наблюдается вертикальная светящаяся полоска, высота которой пропорциональна среднему значению мощности соответствующего участка спектра в полосе частот Δf (детектор квадратичный).

С приходом на смеситель в момент t_1 первого радиоимпульса УПЧ выделяет узкий участок *1* спектра, средняя частота которого отличается от частоты гетеродина $f_{г1}$ в данный момент на $f_{пр}$ (рис. 7.7,*а* и *б*). На экране появляется светящаяся полоска *1*, высота которой при квадратичном детекторе пропорциональна среднему значению мощности участка *1* спектра (рис. 7.7 и 7.8), а положение на оси частот определяется частотой гетеродина $f_{г1}$. В момент t_2, отличающийся от момента t_1 на период повторения исследуемых импульсов T_c (рис. 7.6 и 7.7), на вход анализатора поступает второй импульс. УПЧ выделяет из спектра узкий участок *2*, средняя частота f_{c2} которого ниже частоты гетеродина $f_{г2}$ на $f_{пр}$ (рис. 7.7,*а* и *б*). На экране возникает соответствующая этому участку светящаяся полоска *2* (рис. 7.7,*а* и 7.8) и т. д. Каждому новому повторению импульса на входе прибора в течение цикла качания частоты гетеродина соответствует новая светящаяся полоска на экране трубки.

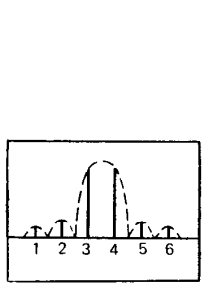


Рис. 7.8

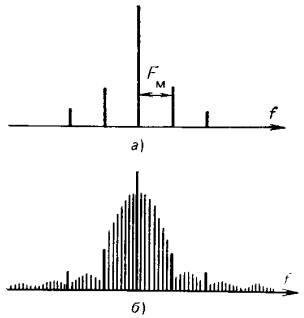


Рис. 7.9

Число наблюдаемых полосок определяется числом импульсов, поступающих в анализатор за время одного периода развертки осциллографа (цикла качания частоты гетеродина). В случае кратности частоты следования импульсов F_c частоте развертки $F_р$ при каждом новом цикле развертки полоски, соответствующие одному и тому же участку спектра, будут появляться в одном и том же месте.

Таким образом, на экране будет наблюдаться изображение спектра, состоящее из совокупности светящихся полосок, число которых тем больше, чем больше отношение $T_р/T_c=F_c/F_р$. Огибающая полосок соответствует огибающей спектра мощности исследуемого сигнала.

Чтобы анализатор спектра работал в широком диапазоне частот, применяют гетеродин с широкодиапазонной перестройкой. В этих условиях возможен анализ сигналов, образующих промежуточную частоту при смешении с гармониками гетеродина.

Для определения разности частот между характерными точками спектра (ширины полосы основного лепестка спектра, ограниченного точками пересечения с осью частот) в анализаторе спектра предусмотрена возможность получения калибровочных частотных меток. Во многих приборах их получают с помощью специального калибратора (рис. 7.4), состоящего из генератора, идентичного гетеродину, и модулятора. На экране наблюдается частотный спектр калибровочного генератора (рис. 7.9,*а*). Этот спектр используется в качестве частотных меток (рис. 7.9,*б*).

Структурная схема анализатора с многократным преобразованием частоты. При изложении принципа получения изображения линейчатого спектра было подчеркнуто принципиальное положение: чтобы различать соседние составляющие спектра сигнала, полоса пропускания Δf УПЧ должна быть очень узкой по сравнению с расстоянием по оси частот между соседними составляющими спектра. Однако попытка решить эту задачу в рамках структурной схемы, изображенной на рис. 7.4, не привела к успеху, так как трудно избежать наложения спектрограмм, образуемых по пря-

мому и по зеркальному каналам приемника. Поясним сказанное более подробно.

Напряжение промежуточной частоты на выходе УПЧ можно получить в двух случаях: когда частота гетеродина $f_г$ выше частоты сигнала $f_с$ (тогда $f_{пр}=f_г-f_с$) и когда частота гетеродина $f_г$ ниже частоты сигнала $f'_с$ (в этом случае $f_{пр}=f'_с-f_г$, рис. 7.10,*а*). Следовательно, если не приняты меры, то приемник анализатора после установки частоты гетеродина $f_г$ с одинаковой возможностью принимает сигналы частот $f_с$ и $f'_с$ — по прямому и по зеркальному каналам (частоту $f_с$ называют основной, а $f'_с$ — зеркальной частотой).

Очевидно, что чем ниже $f_{пр}$, тем сложнее отличать сигнал, принятый по прямому каналу, от сигнала, принятого по зеркальному каналу. Поэтому следует стремиться к высокому значению $f_{пр}$. Однако при очень узкой полосе пропускания Δf УПЧ значение промежуточной частоты $f_{пр}$, определяемое добротностью полосового фильтра УПЧ ($Q=f_{пр}/\Delta f$), получается низким. Так, если выбрать $\Delta f=10$ Гц, то при $Q=200$ промежуточная частота имеет значение $f_{пр}=2$ кГц.

Выполнить эти два противоречивых требования (высокая $f_{пр}$ при узкой полосе пропускания Δf) удается в анализаторе с многократным гетеродинным преобразованием частоты, пример структурной схемы которого показан на рис. 7.10,*б*. Рассмотрим его схемные особенности.

В составе входного бока предусмотрен ФНЧ, частота среза $F_{ср}$ которого равна или чуть выше верхней граничной частоты $f_в$ диапазона прибора. Таким образом, сигналы частотой выше $F_{ср}$ на смеситель I не поступают.

Гетеродин I — ЛЧМ генератор, т. е. генератор, управляемый по частоте линейно-изменяющимся развертывающим напряжением, поступающим из дисплея. Гетеродины II и III имеют фиксированную настройку.

Первая промежуточная частота $f_{пр\,I}$ выбрана более высокой, чем верхнее граничное значение частоты $f_в$ рабочего диапазона

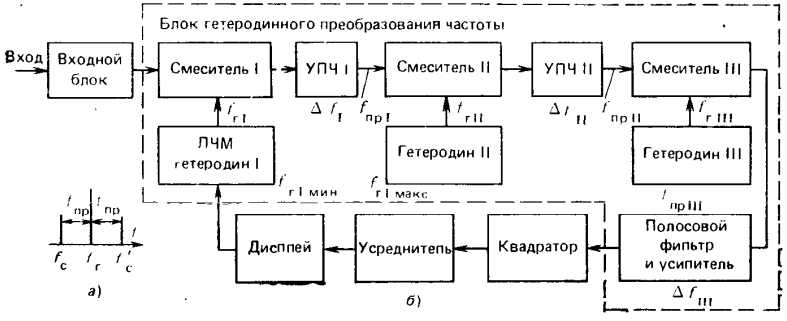


Рис. 7.10

($f_н \ldots f_в$) анализатора. Соответственно, частота гетеродина I должна изменяться от $f_{г.\,мин}=f_{пр\,I}+f_н$ до $f_{г.\,макс}=f_{пр\,I}+f_в$.

Выходное напряжение УПЧI служит входным сигналом для смесителя II, где смешивается с напряжением гетеродина II, значение частоты которого $f_{г\,II}$ фиксировано. Вторая промежуточная частота $f_{пр\,II}=f_{пр\,I}-f_{г\,II}$ значительно ниже $f_{пр\,I}$. Это позволяет иметь полосу пропускания Δf_{II} заметно уже полосы Δf_I. Напряжение второй промежуточной частоты $f_{пр\,II}$ подается на вход смесителя III и смешивается в нем с напряжением гетеродина III, настроенного на фиксированное значение частоты $f_{г\,III}$. Третья промежуточная частота $f_{пр\,III}=f_{пр\,II}-f_{г\,III}$. Третий УПЧ состоит из кварцевого полосового фильтра с очень узкой полосой пропускания и усилителя. Выходное напряжение последнего детектируется (квадратичным детектором) и поступает на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ дисплея.

Основные характеристики фильтровых анализаторов. При выборе анализатора необходимо следить за тем, чтобы его характеристики сочетались с параметрами и характеристиками исследуемого сигнала. Поэтому необходимо четко представлять сущность основных характеристик фильтрового анализатора спектра.

Диапазон частот характеризует граничные значения частотного интервала, в котором анализируются спектры сигналов.

Разрешающая способность определяет минимальное расстояние по оси частот между двумя составляющими спектра, при котором могут быть выделены отдельные линии и измерены их уровни. Когда проводится анализ сплошных спектров, от разрешающей способности зависит ширина «вырезаемого» участка спектра.

Мерой разрешающей способности анализатора является *полоса пропускания* его избирательного элемента. Если в полосу попадает несколько линий исследуемого спектра, то анализатор их не разделяет. Разрешающую способность, являющуюся функцией лишь параметров полосового фильтра, называют статической. От нее отличают динамическую разрешающую способность, которая зависит как от параметров избирательной системы, так и от скорости изменения сигнала. Динамическая разрешающая способность, являющаяся истинной разрешающей способностью анализатора, определяется динамической характеристикой (резонансной кривой) избирательной системы прибора.

Поясним эту характеристику более подробно. Обычная, статическая, резонансная кривая характеризует свойства резонатора в установившемся режиме, который наступает по окончании переходных процессов, возникающих в начале возбуждения. Теоретически переходные процессы заканчиваются через интервал $t=\infty$ после момента включения. Практически время установления $t_у$ конечно и, как известно, прямо пропорционально добротности избирательной системы или обратно пропорционально ее полосе пропускания Δf, т. е. $t_у \approx A/\Delta f$ (A — коэффициент, зависящий от типа избирательной системы). Так как системы, применяемые в анализаторах, принципиально имеют высокую добротность (узкую полосу пропускания), то время установления в них значительно и нередко может превышать время действия сигнала или интервал, на который полосовой фильтр «останавливается» у данной составляющей. Отсюда следует, что резонансная

кривая фильтра неодинакова в различные моменты времени: она тем острее, чем больше время действия или продолжительнее «остановка». Поэтому вводят понятие динамической резонансной кривой, характеризующей зависимость модуля коэффициента передачи системы при воздействии на нее сигнала, частота которого изменяется линейно с некоторой конечной скоростью. Иначе говоря, при анализе спектра необходимо иметь в виду динамическую погрешность.

Продолжительность одновременного анализа обусловлена временем установления колебаний. Она обратно пропорциональна полосе пропускания Δf одиночного полосового фильтра, т. е. $t_{одн}=A/\Delta f$. Если применяются фильтры с одинаковыми относительными полосами пропускания ($\Delta f/f_i=\text{const}$), то $t_{одн}=A/\Delta f_{мин}$.

Продолжительность последовательного анализа прямо пропорциональна ширине исследуемого спектра F и обратно пропорциональна квадрату полосы пропускания Δf избирательной системы:

$$t_{посл}=AF/(\Delta f)^2. \qquad (7.23)$$

Чувствительность низкочастотных осциллографических анализаторов выражают в милливольтах или микровольтах (причем предполагается, что изображение занимает весь экран). Чувствительность анализаторов СВЧ характеризуют такими же параметрами, как чувствительность приемников СВЧ. У различных анализаторов она составляет $10^{-7}...10^{-14}$ Вт. В паспорте обычно указывают чувствительность по отношению к монохроматическим сигналам. При исследовании спектров импульсных сигналов чувствительность значительно ниже и при неизменной полосе пропускания Δf уменьшается с укорочением длительности импульса $\tau_и$.

Диапазон качания частоты гетеродина определяется шириной анализируемого спектра. Для получения изображения спектра прямоугольного радиоимпульса, которое содержит основной лепесток и по три боковых лепестка с каждой стороны, требуется диапазон качания (удвоенная девиация частоты) $2f_D\approx 8/\tau_и$.

Частота развертки характеризует число циклов качания частоты гетеродина в секунду. Ее выбирают так, чтобы обеспечить достаточно большое число m светящихся полосок в изображении спектра. Частота развертки $F_р$, число полосок m и частота следования импульсов $F_с$ связаны соотношением $F_р=F_с/m$. Изображение удобно для наблюдения, если в его основном лепестке и двух боковых с каждой стороны содержится примерно 40 ... 60 полосок. Иногда для получения такого числа полосок приходится применять низкие частоты развертки, что приводит к мерцанию изображения. В подобных случаях прибегают к фоторегистрации спектрограмм.

7.4. ОСОБЕННОСТИ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

Как уже отмечалось в § 7.2, спектральной характеристикой стационарного случайного процесса $X(t)$ служит спектральная плотность мощности $G_X(f)$. Она выражает среднюю мощность, выделяемую на резисторе сопротивлением в 1 Ом, которая приходится на единицу полосы частот. Картину распределения средней мощности случайного процесса по частотам называют спектром мощности [1].

[1] Встречается также нерекомендуемое название «энергетический спектр».

Аппаратурный анализ проводится одним из трех методов: фильтрации, определения спектральной плотности мощности по измеренной корреляционной функции в соответствии с теоремой Винера — Хинчина, вычисления спектральной плотности преобразованием Фурье реализации случайного процесса — по алгоритму быстрого преобразования Фурье (БПФ).

Для аппаратурного определения спектра требуется значительное время. Нередко оно превышает длительность существования реализации или время, в течение которого сохраняется стационарность исследуемого процесса. Оценки спектра мощности, полученные по одной реализации стационарного эргодического процесса, не всегда приемлемы. Поэтому приходится выполнять многочисленные измерения, так как необходимо усреднять и по времени, и по ансамблю.

Специфика метода фильтрации. Как следует из (7.17), средняя мощность P_X стационарного случайного процесса $X(t)$:

$$P_X=K_X(0)=\int_0^\infty G_X(f)\,df.$$

Если спектр сигнала ограничен частотами $f_1=f-\Delta f/2$ и $f_2=f+\Delta f/2$, то средняя мощность в полосе Δf (в окрестности частоты f)

$$P_X(f,\ \Delta f)=\int_{f-\Delta f/2}^{f+\Delta f/2} G_X(f)\,df.$$

В случае, когда полоса частот Δf конечна, но настолько узка, что спектральную плотность мощности $G_X(f)$ можно полагать постоянной в этой полосе, получается приближенная формула

$$G_X(f)\approx P_X(f,\ \Delta f)/\Delta f. \qquad (7.24)$$

Из (7.24) видно, что спектральную плотность мощности можно определить, измерив среднюю мощность в известной узкой полосе. Следовательно, прибор для измерения спектральной плотности мощности рассматриваемым методом (анализатор) должен содержать систему: полосовой фильтр с узкой полосой пропускания Δf — квадратор — усреднитель — дисплей (рис. 7.11). При измерениях обычно полагают, что спектральная плотность мощности постоянна в полосе пропускания Δf узкополосного фильтра.

Напряжение $u(t,\ T)$ (T — длительность реализации или продолжительность анализа), снимаемое с выхода усреднителя, соответствует оценке спектральной плотности мощности. При анализе реализации эргодического стационарного процесса значения $u(T,\ T)$, отсчитываемые в моменты $t=T$, флуктуируют около мате-

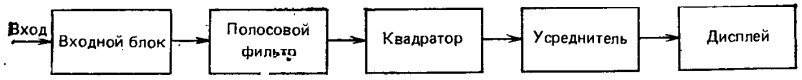


Рис. 7.11

матического ожидания $M[U(T, T)]$, причем отклонения в среднем уменьшаются с увеличением продолжительности усреднения (постоянной времени сглаживающего фильтра).

Необходимо остановиться на вопросе рационального выбора ширины полосы анализирующего (узкополосного) фильтра и продолжительности усреднения. Проводя аппаратурный анализ, следует учитывать принцип неопределенности, который выражается соотношением[1] $\Delta f T = \text{const}$. Это означает, что сужение полосы требует соответствующего увеличения длительности измерения, причем уменьшение Δf и увеличение T в одинаковое число раз лишь сохраняют неизменной точность измерений.

При фиксированной продолжительности T сужение полосы пропускания Δf узкополосного анализирующего фильтра приводит к значительным флуктуациям оценки $\hat{G}_X(f)$ и статистическая надежность результатов будет низкой.

Интервал усреднения T должен быть существенно больше интервала корреляции $\tau_к$ узкополосного процесса (см. § 8.5). Так как $\tau_к \approx 1/\Delta f$, то выполнение неравенства $T \gg \tau_к$ ($T \gg 1/\Delta f$) в случае применения весьма узкополосного анализирующего фильтра приводит к увеличению интервала измерения и при усреднении с помощью ФНЧ требует установки последнего с еще более узкой полосой, что практически не всегда допустимо и выполнимо.

Статистическая погрешность измерения методом фильтрации. В соответствии с изложенным вначале, если среднее значение стационарного случайного процесса $X(t)$ равно нулю, то измерение спектральной плотности мощности сводится к измерению дисперсии случайного процесса $Y(t)$, получаемого на выходе узкополосного фильтра. Следовательно, статистическая погрешность измерения значения $G_X(f)$ определяется соответствующей погрешностью измерения дисперсии D_Y (§ 8.6).

Полагая, что процесс $Y(t)$ характеризуется гауссовским распределением вероятностей, можно записать формулы для относительных среднеквадратических погрешностей измерений спектральной плотности мощности $\delta_и$ (усреднение идеальным интегратором) и $\delta_ф$ (усреднение с помощью ФНЧ) [47]:

$$\delta_и \approx \sqrt{d/T\,\Delta f_{э.п}} \quad \text{и} \quad \delta_ф \approx \sqrt{d\,\alpha/2\,\Delta f_{э.п}}, \qquad (7.25)$$

где d равно 1 для идеальных низкочастотных и радиофильтров, 1/2 для одиночного колебательного контура, $1/\sqrt{2}$ для гауссовского радиофильтра; T — продолжительность интегрирования; $\Delta f_{э.п}$ — эффективная шумовая полоса анализирующего фильтра; α — величина, обратная постоянной времени усредняющего ФНЧ.

Как видно из (7.25), относительная дисперсия оценки спектральной плотности мощности уменьшается с расширением полосы пропускания анализирующего фильтра. Но это ведет к увеличению смещения оценки, которое прямо пропорционально ширине полосы. Относительная погрешность смещения

[1] Принцип неопределенности, выраженный в такой форме, часто называют принципом неопределенности Гренандера.

$$\gamma = \frac{(\Delta f_{э.п})^2}{24}\,\frac{G''_X(f)}{G_X(f)},$$

где $G''_X(f)$ — вторая производная по частоте спектральной плотности мощности $G_X(f)$.

Оптимальная (в смысле минимума суммарной среднеквадратической погрешности) полоса пропускания анализирующего фильтра:

при усреднении идеальным интегратором (длительность интервала T фиксирована)

$$(\Delta f_{э.п})_{opt} = \sqrt[5]{(144\,d/T)\,[G_X(f)/G''_X(f)]^2};$$

при усреднении с помощью ФНЧ

$$(\Delta f_{э.п})_{opt} = \sqrt[5]{72\,d\,\alpha\,[G_X(f)/G''_X(f)]^2}.$$

Определение спектральной плотности мощности по корреляционной функции. Для действительных стационарных случайных функций согласно (7.16)

$$G_X(f) = 4\int_0^\infty K_X(\tau)\cos 2\pi f \tau\, d\tau.$$

Соответственно оценка спектральной плотности мощности

$$\hat{G}_X(f) = 4\int_0^{T_1} \hat{K}_X(\tau)\cos 2\pi f \tau\, d\tau. \qquad (7.26)$$

Непосредственно измеряют корреляционную функцию, а значение $G_X(f)$ вычисляют по (7.26). Эту задачу решают коррелометры, дополненные устройствами для вычисления спектральной плотности мощности по значениям функции корреляции.

Оценка (7.26) оказывается неприемлемой в тех случаях, когда требуется выяснить тонкую структуру спектра мощности, так как «отсечение» участка кривой функции корреляции $K_X(\tau)$, соответствующего значениям аргумента $|\tau| > T_1$, может привести к значительным искажениям аппаратурного спектра в низкочастотной области.

Для получения подходящей оценки спектральной плотности мощности в (7.26) подынтегральное выражение умножают на весовую функцию $w(\tau)$, которую в литературе часто называют «окном» («корреляционным окном»).

С учетом весовой функции $w(\tau)$ выражение для оценки спектральной плотности мощности можно представить в виде

$$\hat{G}_X(f) = 4\int_0^{T_1} w(\tau)\,\hat{K}_X(\tau)\cos 2\pi f \tau\, d\tau. \qquad (7.27)$$

Состоятельность оценки определяется выбранным «окном», т. е. видом функции $w(t)$. В (7.26) «прямоугольное окно»

$$w(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } |\tau| \leqslant T_1; \\ 0 & \text{при } |\tau| > T_1. \end{cases} \qquad (7.28)$$

Выбор «окна» зависит от характера исследуемого спектра мощности и от той конкретной задачи, ради решения которой проводятся измерения [23, 47, 69, 109].

7.5. ЦИФРОВЫЕ АНАЛИЗАТОРЫ СПЕКТРА, ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

Применение цифровой техники в средствах спектрального анализа сигналов придало им новые качества, которые недостижимы при аналоговой технике. Много новых возможностей появилось с введением в прибор микропроцессорной системы. В то же время следует иметь в виду, что ограниченное быстродействие цифровых устройств не позволяет строить чисто цифровые анализаторы спектра высокочастотных и СВЧ сигналов. В указанных диапазонах частот сохраняются аналоговые избирательные системы, но приборы содержат цифровые узлы и, следовательно, являются аналого-цифровыми (по отношению к некоторым приборам точнее было бы сказать, что они цифро-аналоговые, подчеркивая тем самым роль, выполняемую цифровыми устройствами). Имеются подобные анализаторы, в состав которых входят управляющий микропроцессор и синтезатор частоты, что позволило устранить или уменьшить недостатки, характерные для аналоговых анализаторов, в частности существенно сузить полосу пропускания избирательной системы.

Недостатки аналоговых анализаторов. В результате детального рассмотрения структурных схем и принципа действия аналогового анализатора (§ 7.3, 7.4) можно обнаружить ряд негативных сторон этого прибора. К ним относятся:

трудность точной установки частоты и получения высокой разрешающей способности при качании частоты гетеродина;

недостаточно высокая линейность оси частот экрана, обусловленная нестрогой линейностью пилообразного напряжения, применяемого для ЛЧМ гетеродина, и нелинейностью модуляционной характеристики;

несовпадение (смещение) моментов начала циклов качания гетеродина;

невысокая точность измерения значений напряжения (мощности), соответствующих точкам максимумов спектрограммы;

неудобство и значительная погрешность измерения ширины спектра; отсутствие возможности объективного сопоставления данных, получаемых в ходе исследований, и регистрации результатов измерений.

Возможности цифровых анализаторов. Как уже отмечалось, цифровые анализаторы спектра не только лишены недостатков, присущих аналоговым приборам, но и обладают многими новыми свойствами, существенно расширяющими возможности анализа, измерений и обработки их результатов. Основные особенности цифровых анализаторов спектров сводятся к следующему:

анализ сигналов, представленных как в аналоговой, так и в цифровой форме;

параллельный анализ (многоканальность) при относительной простоте и компактности устройства;

специальный анализ в реальном масштабе времени;

высокая разрешающая способность;

различные виды усреднения (линейное, экспоненциальное — см. § 8.5);

наличие цифрового измерительного преобразователя среднеквадратического значения;

запоминание информации о мгновенном спектре;

наличие отдельного запоминающего устройства для хранения результатов анализа спектра с целью последующего отображения его на экране и сравнения с другими спектрами;

хранение данных о максимальных значениях составляющих или средней мощности участков спектра, выделяемых отдельными каналами;

алфавитно-цифровая индикация уровней и средних частот каналов на экране ЭЛТ;

программное и ручное клавишное управление режимами работы;

возможность дистанционного управления;

выход на стандартную интерфейсную шину, возможность совместной работы с другими приборами и микро-ЭВМ (см. рис. § 12.4).

Методы анализа. Современные цифровые анализаторы спектра, работающие в реальном масштабе времени, основаны на использовании преимущественно метода сжатия временного масштаба и фильтрового метода [116]. Последний встречается в обеих разновидностях: параллельный анализ, осуществляемый посредством цифровой фильтрации, и последовательный анализ, предполагающий гетеродинное преобразование частоты, причем для изменения частоты гетеродина или заменяющего его синтезатора частоты применяются цифровые устройства.

7.6. ЦИФРОВЫЕ АНАЛИЗАТОРЫ С АНАЛОГОВОЙ ИЗБИРАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМОЙ

Анализатор со сжатием сигнала во временной области. Для последовательного анализа спектра шириной F аналоговым анализатором с полосой пропускания Δf избирательного фильтра требуется интервал времени $t_{\text{посл}}=AF/(\Delta f)^2$. При узкой (по отношению к ширине F) полосе пропускания продолжительность анализа оказывается очень большой. С другой стороны, если верхняя граничная частота спектра низкая, то выполнение фильтра с соответственно узкой полосой пропускания представляет сложную техническую задачу.

Продолжительность анализа можно существенно сократить, расширив полосу частот, занимаемую спектром исследуемого сигнала. Действительно, если бы ширина спектра стала $F'=nF$, то можно было бы также увеличить в n раз полосу пропускания

анализатора ($\Delta f' = n\Delta f$), сохранив неизменной его разрешающую способность. В результате продолжительность последовательного анализа уменьшится в n раз.

Расширить спектр в n раз можно получением масштабной копии исследуемого сигнала, длительность которой в n раз меньше длительности первичного (подаваемого на вход прибора) сигнала, т. е. сжатием сигнала во временной области (коэффициент сжатия равен n). Подобная трансформация масштаба времени осуществляется с помощью запоминающих устройств. При этом в соответствии со свойствами преобразования Фурье спектры сжатого и первичного сигналов связаны зависимостью

$$S_{сж}(nF) = (1/n)S(F).$$

Структурная схема анализатора спектра с цифровым блоком сжатия сигнала во временной области изображена на рис. 7.12. Чтобы лучше воспринимались возможности прибора, при изложении будем оперировать конкретными характеристиками одного из анализаторов, работающего в диапазоне частот от 0,1 Гц до 20 кГц. Этот диапазон может быть разбит на 11 поддиапазонов с верхними граничными частотами ($F_в$) 10, 20, 50, 100, 200, 500 Гц, 1, 2, 5, 10 и 20 кГц. Абсолютная ширина полосы пропускания избирательной системы $\Delta f = 0{,}0025\ F_в$. Следовательно, в первом поддиапазоне $\Delta f = 0{,}025$ Гц, а в последнем $\Delta f = 50$ Гц. Такая высокая

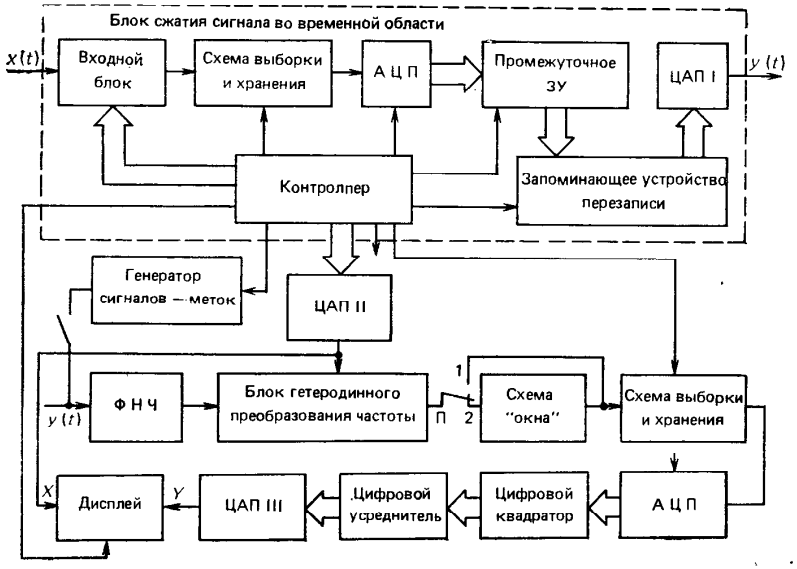


Рис. 7.12

разрешающая способность достигается в результате трансформации масштаба времени (сжатия исследуемого сигнала).

Работает прибор следующим образом. Исследуемый сигнал $x(t)$ поступает через входной блок, содержащий аттенюатор, ФНЧ и усилитель, на схему выборки и хранения. С помощью этой схемы осуществляется дискретизация напряжения исследуемого сигнала, причем выборки проводятся с частотой $F_0 = 3F_в$ (где $F_в$ — верхняя граничная частота установленного поддиапазона), т. е. интервал выборок $T_0 = 1/3F_в$. Выбранные значения $x(iT_0)$ запоминаются на короткий интервал времени (хранятся), необходимый для преобразования с помощью АЦП напряжения $x(iT_0)$ в числовой эквивалент — байт (8-битовое слово). Полученные байты через промежуточное ЗУ поступают в запоминающее устройство перезаписи емкостью C (1200 байт). Записанные байты считываются с высокой частотой $f_{чт} = 12$ МГц или скорость считывания $v = 12 \cdot 10^6$ байт/с) за интервал времени $\Delta T = C/v$ ($\Delta T = 100$ мкс) и подаются на ЦАПI, преобразующий числа в напряжение. Выходной аналоговый сигнал $y(t)$ представляет собой сжатую копию исследуемого сигнала $x(t)$ с широким спектром (0 ... 4 МГц). Коэффициент сжатия k определяется отношением $f_{чт}/3F_в$. Следовательно, для n первого поддиапазона ($F_в = 10$) $k = 40\,000$, а для одиннадцатого $k = 200$.

Полученный на выходе блока сжатия сигнал $y(t)$ подается на ФНЧ, у которого частота среза $F_{ср}$ равна верхней граничной частоте спектра сжатого сигнала ($F_{ср} = 4$ МГц). «Очищенный» от частотных составляющих, лежащих выше частоты $F_{ср}$, сигнал поступает в блок гетеродинного преобразования частоты. Структура этого блока такая же, как и у подобного блока анализатора, схема которого приведена на рис. 7.10. (обведен штриховой линией).

Качание частоты первого гетеродина (ЛЧМ) осуществляется выходным напряжением ЦАПII, которое нарастает по линейному закону. Это же напряжение используется в качестве развертывающего для ЭЛТ дисплея (о применении ЦАП в качестве генератора развертки см. § 3.9). Один цикл качания частоты от $f_{г\,I\,мин}$ до $f_{г\,I\,макс}$ занимает время, равное N циклам записи чисел и их считывания, т. е. $T_ц = N\Delta T = NC/v$ ($N = 400$, $T_ц = 40$ мс). Полученный в результате трехкратного гетеродинного преобразования ($f_{пр\,I} = 16{,}27$ МГц, $f_{г\,II} = 13{,}73$ МГц, $f_{пр\,II} = 2{,}54$ МГц, $f_{г\,III} = 2{,}29$ МГц, $f_{пр\,III} = 250$ кГц) сигнал может быть подвержен коррекции — пропущен через схему «окна» (Хеннинга), т. е. умножен на весовую функцию, что эквивалентно изменению амплитудно-частотной характеристики избирательного фильтра[1]. Если схема «окна» не включена в цепь прохождения сигнала, то это равносильно использованию «прямоугольного окна».

[1] «Окну» Хеннинга соответствует во временной области весовая функция $w(\tau) = [1 + \cos(\pi\tau/T_1)]/2$ и в частотной области $W(f) = [T_1 \sin(\omega T_1)/\omega T_1]/[1 - (\omega T_1/\pi)^2]$; для «окна» Хемминга $w(\tau) = 0{,}54 + 0{,}46\cos(\pi\tau/T_1)$ и $W(f) = [T_1 \sin(\omega T_1)/\omega T_1][1{,}08 - 0{,}62(\omega T_1/\pi)^2]/[1 - (\omega T_1/\pi)^2]$.

Далее сигнал преобразуется в цифровую форму (с помощью схемы выборки и хранения, а также АЦП) и через цифровой квадратор или непосредственно (режим устанавливается пользователем анализатора) поступает в цифровой усреднитель. Он может работать в различных режимах: передавать на ЦАП III сигнал без усреднения, выполнять линейное или экспоненциальное усреднение (см. § 8.5), фиксировать максимальные значения. В блоке усреднения предусмотрены два запоминающих устройства для накопления и хранения спектров. Их содержимое может отображаться на экране ЭЛТ порознь или в режиме чередования. С выхода усреднителя цифровой код подается на ЦАП III, который преобразует числа в напряжение. Оно подводится к входу Y канала вертикального отклонения дисплея, на вход X канала горизонтального отклонения которого подается напряжение с выхода ЦАП II, осуществляющее горизонтальную развертку луча ЭЛТ.

На экране наблюдают N светящихся полосок, соответствующих каналам частотного анализа ($N=400$). Цифровое управление напряжением, используемым для ЛЧМ первого гетеродина и горизонтальной развертки луча, гарантирует, что начало всех циклов качания частоты будет совпадать и i-я светящаяся полоска (отображающая выходной сигнал i-го канала) будет появляться в одном и том же месте экрана при каждом цикле качания. Имеется возможность выделения интересующего пользователя отдельного канала, например k-го. Для этого по цифровому частотомеру (на рис. 7.12 он не показан) нужно установить значение средней частоты k-го канала и включить этот канал вручную. Полоска, соответствующая k-му каналу, выделяется более высокой яркостью свечения. Значение амплитуды составляющей (средней мощности участка спектра) отображается в цифровой форме на дисплее.

Анализатор с синтезатором частоты, управляемый микропроцессором. Применение синтезатора частоты и микропроцессора устраняет многие недостатки аналоговых анализаторов, отмеченные в § 7.5, и, прежде всего, решает две главные задачи: точную установку средней частоты полосы качания гетеродина (погрешность 1 Гц при средней частоте 40 МГц) и ее граничных частот, а также достижение высокой разрешающей способности (например, полоса пропускания избирательного фильтра $\Delta f=3$ Гц при средней частоте исследуемого сигнала 40 МГц). Кроме того, повышается точность измерения амплитуд частотных составляющих или средней мощности выделяемого участка спектра, результаты измерения отображаются на экране ЭЛТ в цифровой форме (и хранятся в запоминающем устройстве), существенно упрощается управление прибором: оно становится программируемым [19].

Синтезатор частоты, выполняющий функции гетеродина, заменяет генератор качающейся частоты. Это позволяет снизить уровень остаточной частотной модуляции гетеродина, легко осуществить медленную перестройку (с очень большим периодом повторения) частоты гетеродина при высокой линейности изменения

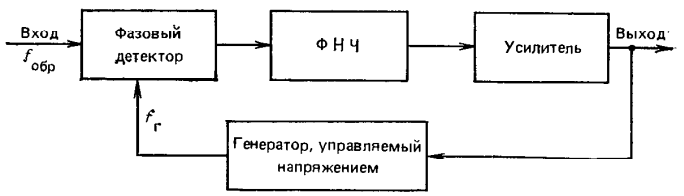


Рис. 7.13

частоты и высокой ее стабильности, а также дистанционное управление через стандартный интерфейс (см. § 12.4). Получение этих преимуществ требует усложнения схемы синтезатора частоты, придания ему ряда новых свойств.

Поскольку высокие характеристики синтезатора частоты достигаются в системах активного синтеза частот с применением фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), то кратко напомним сущность ФАПЧ, для чего воспользуемся рис. 7.13.

На один вход фазового детектора поступает напряжение сигнала образцовой частоты $f_{обр}$, а на другой вход — напряжение частотой $f_г$ с выхода генератора, управляемого напряжением (сокращенно ГУН). Выходное напряжение фазового детектора, выполняющего роль смесителя, определяется частотами и фазами входных сигналов. Оно представляет совокупность напряжений комбинационных частот. ФНЧ пропускает только напряжение разностной частоты $f_{обр}—f_г$. Так как частота среза $F_{ср}$ фильтра низкая, то сигнал проходит через ФНЧ только тогда, когда значение $f_г$ мало отличается от значения $f_{обр}$ — не более, чем на значение $F_{ср}$. Выходной сигнал ФНЧ после усиления поступает на выход схемы ФАПЧ, а также передается по цепи обратной связи на генератор, изменяя частоту $f_г$ вырабатываемого им напряжения — сдвигает ее в сторону $f_{обр}$. Частота $f_г$ изменяется до наступления равенства значений $f_г$ и $f_{обр}$, после чего схема ФАПЧ следит за частотой $f_г$. Наличие разности фаз сигналов, поступающих на входы фазового детектора, приводит к появлению на выходе напряжения постоянного тока, значение которого достаточно для удержания значения частоты $f_г$ равным значению частоты $f_{обр}$.

Схема ФАПЧ после захвата сигнала генератора выполняет свои функции, если значения $f_г$ и $f_{обр}$ отличаются несильно. Пределы возможных изменений частоты определяют полосу слежения (она отличается от полосы захвата).

Далее перейдем к синтезатору частоты, содержащему систему ФАПЧ. Его упрощенная структурная схема изображена на рис. 7.14. Выходом синтезатора служит выход генератора, где получается напряжение, значение частоты которого в n раз выше значения $f_{обр}$, т. е. $nf_{обр}$. На фазовый детектор напряжение обратной связи подается через делитель частоты, уменьшающий значение частоты генератора в n раз (n — целое число). Таким обра-

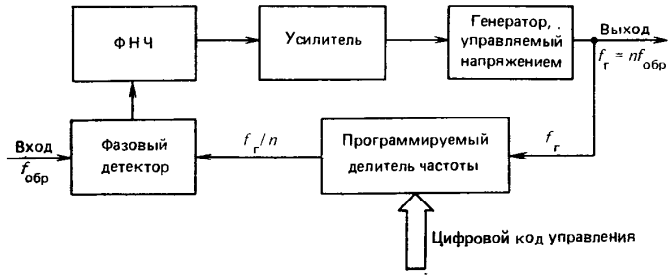


Рис. 7.14

зом, к одному входу фазового детектора подводится напряжение частотой $f_{обр}$, а к второму — напряжение частотой $f_г/n$. В результате выходной сигнал генератора синхронизируется с соответствующей гармоникой сигнала образцовой частоты.

Как видно из рис. 7.14, в схеме применен делитель частоты, коэффициент деления n которого можно изменять по заданной программе с помощью цифрового кода, подаваемого из блока управления. Таким образом, варьируя число n, можно получать совокупность значений частоты выходного сигнала синтезатора, называемую *сеткой частот*. Однако шаг сетки частот, формируемой в приведенной схеме, равен значению $f_{обр}$. Для уменьшения шага применяют делитель частоты с дробно переменным коэффициентом деления [105]. Отличие работы синтезатора частоты с ФАПЧ, содержащей делитель частоты с дробно-переменным коэффициентом деления, от работы рассмотренного синтезатора заключается в том, что выходной сигнал генератора может синхронизироваться сигналом частотой $nf_{обр}$ не только при целом, но и при дробных значениях n.

Общие принципы работы синтезатора частоты, в состав которого входит делитель частоты с дробно-переменным коэффициентом деления частоты, и, в частности, подобный делитель, управляемый микропроцессором, описаны в [105]. Здесь же кратно изложим принцип действия устройства ФАПЧ с дробно-переменным делением частоты, примененного в рассматриваемом анализаторе спектра с синтезатором частоты в качестве гетеродина.

Структурная схема устройства изображена на рис. 7.15. Специфика ее работы, определяемая дополнительными узлами по сравнению со схемой, приведенной на рис. 7.14, основана на следующих предпосылках.

В общем случае значение частоты выходного сигнала генератора, управляемого напряжением, можно представить в виде $f_{вых}=(n+\alpha)f_{обр}$, где n — целое число, α — десятичная дробь $(0<\alpha<1)$. Значение частоты $nf_{обр}$ называется целой частью, а значение $\alpha f_{обр}$ — дробной частью значения $f_{вых}$. При фиксированном значении образцовой частоты $f_{обр}$ число n можно изменять,

управляя делителем частоты — меняя коэффициент пересчета. Если, например, $f_{обр}=1$ МГц и установлен коэффициент деления $n=10$, то целая часть $f_{вых}$ составляет 10 МГц.

Теперь положим, что $f_{вых}$ состоит из целой и дробной частей, причем $n=10$ и $\alpha=0{,}1$ (в таких случаях говорят, что имеет место дробный сдвиг частоты). Каждому периоду сигнала образцовой частоты соответствует $n+\alpha$ периодов выходного сигнала генератора. Это значит, что с каждым новым периодом образцового сигнала выходной сигнал все больше опережает по фазе сигнал, значение частоты которого равно целой части, т. е. $nf_{обр}$. За время $(1/\alpha)T_{обр}$ опережение соответствует периоду выходного сигнала. Для числовых соотношений в приведенном примере $(\alpha=0{,}1)$ такое событие наступит через 10 периодов образцового сигнала (101 период выходного сигнала).

После деления частоты выходного сигнала на n на вход *2* фазового детектора будет поступать сигнал, опережающий по фазе сигнал образцовой частоты, подводимый к входу *1* фазового детектора, причем фазовый сдвиг будет непрерывно расти (ограничение накладывает лишь динамический диапазон детектора). Во избежание этого в составе структурной схемы предусмотрены узлы, осуществляющие необходимую коррекцию. Ее идея заключается в следующем: когда опережение по фазе составит целый период, из выходного сигнала, подаваемого на делитель частоты, «вырезается» участок длительностью в один период этого сигнала. Тогда среднее значение частоты на выходе делителя частоты будет $f_{обр}$. Процедура «вырезания» периода должна многократно повторяться — каждый раз, когда опережение составит целый период.

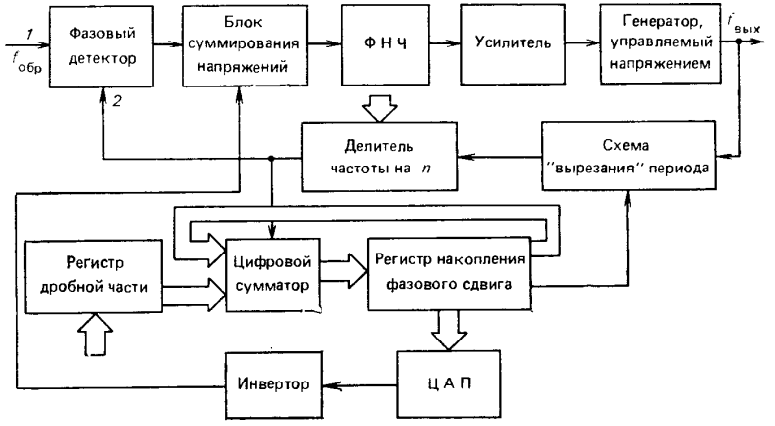


Рис. 7.15

Вследствие нарастающего опережения по фазе сигналом, поступающим на фазовый детектор с выхода делителя частоты, сигнала образцовой частоты напряжение на выходе фазового детектора растет по линейному закону. Когда опережение составит целый период выходного сигнала генератора и осуществится операция «вырезания», напряжение резко упадет до нуля. Таким образом, на выходе фазового детектора образуется пилообразное напряжение с периодом $T=(1/\alpha)\ T_{обр}$ (для числовых данных приведенного примера период составляет $T=10$ мкс). Это напряжение суммируется с напряжением постоянного тока.

Чтобы правильно «вырезать» период выходного сигнала генератора, необходимо точно зафиксировать момент, когда фазовое опережение будет соответствовать одному целому периоду, и подать соответствующую команду схеме «вырезания». Аппаратурно эта задача решается следующим образом (рис. 7.15). В регистр дробной части записывается число α, соответствующее значению дробной частоты сигнала генератора. С каждым новым периодом сигнала образцовой частоты это число переводится во второй регистр (регистр накопления фазового сдвига). В нем накапливается число, характеризующее текущее фазовое опережение: после одного периода образцового сигнала записано число α (в нашем примере 0,1), по истечении второго периода образцового сигнала — число 2α (в нашем примере 0,2) и т. д. Когда фиксируемое в регистре накопления фазового сдвига число станет равным 1, регистр переполнится и на его выходе появится сигнал переполнения. Это произойдет в момент точного соответствия фазового опережения целому периоду сигнала образцовой частоты. Сигнал переполнения регистра служит командой для схемы «вырезания» периода. Из изложенного видно, что уменьшение шага сетки частот синтезатора требует увеличения количества разрядов в регистре дробной части.

Возможна ситуация, когда число α, определяющее дробную часть частоты выходного сигнала генератора, таково, что 1 не делится на него без остатка (например, $\alpha=0{,}3$). Тогда схема работает так. После первого периода сигнала образцовой частоты в регистр накопления фазового сдвига записывается число α, по истечении второго периода число 2α, после третьего периода — число 3α и т. д. Для данного примера после третьего периода будет накоплено число 0,9. По истечении четвертого периода накопленное число должно составить 1,2, но так как емкость регистра равна 1, то после накопления 1 появится сигнал переполнения, а остаток — число 0,2 — будет передан в цифровой сумматор. Следующий цикл накопления чисел в регистре начнется не с нуля, а с числа 0,2, т. е. после первого периода сигнала образцовой частоты в регистр накопления фазового сдвига будет записано число 0,5, после второго периода — число 0,8 и т. д.

Выходной сигнал фазового детектора, как отмечалось, представляет собой сумму постоянной составляющей и переменной составляющей — пилообразного напряжения. Полезной, используемой для управления частотой генератора в схеме ФАПЧ является постоянная составляющая. Переменная составляющая должна быть исключена, так как она вызывает нежелательную частотную модуляцию выходного сигнала генератора. Для компенсации переменной составляющей служат ЦАП и инвертор. На цифровые входы ЦАП подается число из регистра накопления фазового сдвига. Выходное напряжение ЦАП, которое изменяется соответственно изменению чисел, записанных в регистре, хорошо аппроксимирует пилообразное напряжение. После инвертирования выходное напряжение ЦАП, полярность которого стала противоположной полярности выходного пилообразного напряжения фазового детектора, поступает в блок суммирования напряжений, где осуществляется необходимая компенсация.

В заключение отметим, что входящая в состав анализатора спектра микропроцессорная система, основной задачей которой является управление работой синтезатора частоты, придала анализатору новые свойства. Она позволила сократить число органов управления, вводить информацию в прибор в различной форме, упростить настройку, определять частоту анализируемого сигнала, измерять частоту составляющей спектра (или среднюю частоту участка спектра), с изображением которой совмещена маркерная метка, автоматически устанавливать диапазон измерения, сочетать функции управления разрешающей способностью анализатора и длительностью развертки с функцией управления качанием частоты.

Микрокомпрессор проводит автоматическую калибровку через определенные интервалы времени. Он измеряет значение коэффициента передачи канала сигнала и выполняет необходимые регулировки, вводит поправочные коэффициенты при отклонении ослабления, вносимого входным аттенюатором, от номинального, корректирует частоту гетеродина при отклонении фактического значения промежуточной частоты от требуемого и т. п.

7.7. МИКРОПРОЦЕССОРНЫЙ АНАЛИЗАТОР, РАБОТАЮЩИЙ ПО АЛГОРИТМУ БПФ

Краткие сведения о быстром преобразовании Фурье. Как уже отмечалось в § 7.2, БПФ — это алгоритм ускоренного выполнения ДПФ. При тех же результатах БПФ значительно сокращает число операций, требуемых для вычислений согласно (7.8) и (7.9). В результате применения БПФ в анализаторах спектра и других устройствах цифровой обработки сигналов увеличивается быстродействие аппаратуры и сокращается необходимый объем памяти.

Известно несколько алгоритмов БПФ. Вид алгоритма зависит от выбора числа N. Наиболее простой и распространенный алгоритм получается, когда $N=2^n$, где n — целое число. Обычно число N настолько велико, что гарантируется выполнение вытекающего из теоремы отсчетов (теоремы Котельникова) условия

$N \geqslant 2BL$ (B — ширина спектра сигнала $x(t)$, выраженная в герцах, а L — длительность сигнала, выраженная в секундах).

Кратко поясним сущность алгоритма БПФ [34] в той мере, которая представляется необходимой для пояснения принципа работы рассматриваемого анализатора. Представим выражение (7.8) для прямого ДПФ в такой форме:

$$S(k)=\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1}x(i)\,W^{ik},$$

где $W=\exp(-\mathrm{j}\,2\pi/N)$ и $\mathrm{j}=\sqrt{-1}$.

Так как число N выборок, осуществляемых при дискретизации сигнала $x(t)$, четное, то последовательность $x(i)$ можно разбить на две последовательности, соответствующие четным и нечетным номерам выборок[1]: $x(2i)$ и $x(2i+1)$, где $i=0, 1, 2, \ldots, [(N/2)-1]$. Каждая последовательность содержит $N/2$ членов. Например, при $N=2^3=8$ получаются такие последовательности:

$$x(2i)\to x(0)\quad x(2)\quad x(4)\quad x(6); \tag{I}$$

$$x(2i+1)\to x(1)\quad x(3)\quad x(5)\quad x(7). \tag{II}$$

Применим дискретное преобразование Фурье к обеим последовательностям с учетом того, что они содержат по $N/2$ членов.

Согласно (7.8) формула ДПФ для последовательности (I)

$$S_{\mathrm{I}}(k)=\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N/2-1}x(2i)\,W^{2ik}, \tag{7.29}$$

а для последовательности (II)

$$S_{\mathrm{II}}(k)=\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N/2-1}x(2i+1)\,W^{2ik}, \tag{7.30}$$

где $k=0, 1, 2, \ldots, [N/2-1]$.

Цель решаемой задачи — найти значения $S(k)$ исходной последовательности $x(i)$. Поскольку члены обеих образованных из нее последовательностей $x(2i)$ и $x(2i+1)$ относятся к последовательности $x(i)$, то для $S(k)$ справедливо выражение

$$S(k)=\frac{1}{N}\left[\sum_{i=0}^{N/2-1}x(2i)\,W^{2ik}+\sum_{i=0}^{N/2-1}x(2i+1)\,W^{(2i+1)\,k}\right]. \tag{7.31}$$

Его можно переписать в форме

$$S(k)=\frac{1}{N}\left[\sum_{i=0}^{N/2-1}x(2i)\,W^{2ik}+W^{k}\sum_{i=0}^{N/2-1}x(2i+1)\,W^{2ik}\right], \tag{7.32}$$

где $0\leqslant k<N/2$, или

$$S(k)=S_{\mathrm{I}}(k)+W^{k}S_{\mathrm{II}}(k). \tag{7.33}$$

[1] Этот алгоритм БПФ называют «прорежниванием по времени».

Для чисел k, отвечающих условию $N/2\leqslant k<N$, коэффициенты $S_{\mathrm{I}}(k)$ и $S_{\mathrm{II}}(k)$ принимают через период $N/2$ те же значения, что и при $k<N/2$. С учетом соотношения $W^{k+N/2}=W^{k}\exp(-\mathrm{j}\pi)=-W^{k}$ соответствующая формула запишется в виде

$$S(k)=S_{\mathrm{I}}(k)-W^{k}S_{\mathrm{II}}(k). \tag{7.34}$$

Объединив (7.33) и (7.34), имеем

$$\left.\begin{aligned}S(k)&=S_{\mathrm{I}}(k)+W^{k}S_{\mathrm{II}}(k);\\ S(k+N/2)&=S_{\mathrm{I}}(k)-W^{k}S_{\mathrm{II}}(k),\end{aligned}\right\} \tag{7.35}$$

где $0\leqslant k\leqslant N/2$.

Например, при $N=8$, для $k=2$

$$S(2)=S_{\mathrm{I}}(2)+W^{2}S_{\mathrm{II}}(2);$$

$$S(6)=S_{\mathrm{I}}(2)-W^{2}S_{\mathrm{II}}(2).$$

Полученные выражения показывают возможность определения значений коэффициентов $S(k)$ последовательности $x(i)$, состоящей из N выборок, через значения коэффициентов ДПФ последовательностей $x(2i)$ и $x(2i+1)$, в каждой из которых содержатся по $N/2$ выборок. При этом для нахождения значений коэффициентов $S(k)$ и $S(k+N/2)$ используются одни и те же значения коэффициентов $S_{\mathrm{I}}(k)$, $S_{\mathrm{II}}(k)$ и произведения $W^{k}S_{\mathrm{II}}(k)$. Таким образом, требуется N операций сложения и $N/2$ операций умножения на W^{k}.

Продолжая аналогичные рассуждения, несложно свести вычисления значений коэффициентов ДПФ последовательностей (I) и (II), т. е. $x(2i)$ и $x(2i+1)$ к вычислению значений коэффициентов ДПФ четырех последовательностей по $N/4$ выборок в каждой.

Для приведенного примера ($N=8$) из последовательности $x(2i)$ образуются две последовательности:

$$x(0)\quad x(4); \tag{III}$$

$$x(2)\quad x(6), \tag{IV}$$

а последовательность $x(2i+1)$ соответственно распадается на такие последовательности:

$$x(1)\quad x(5); \tag{V}$$

$$x(3)\quad x(7). \tag{VI}$$

В общем случае при $N=2^n$ выборках возможны n шагов последовательного понижения порядка ДПФ. Так как на каждом шаге требуются N операций сложения и $N/2$ операций умножения, а число шагов $n=\log^2 N$, то для выполнения БПФ достаточно провести $N\log_2 N$ операций сложения и $(N/2)\log_2 N$ операций умножения. Общее количество вычислительных операций составляет $(3/2)N\log_2 N$. Сопоставление этого числа с числом $2N^2$ операций, требуемых при обычном ДПФ, показывает, что применение алгоритма БПФ позволяет уменьшить количество вычислительных опе-

раций в $4N/3\log_2 N$ раз. Так, если $N=2^{10}=1024$, то объем вычислений сокращается более чем в 100 раз.

Структурная схема анализатора. Обычно в приборах, работающих по алгоритму БПФ, число дискретных выборок устанавливают $N=2^n$ (n—целое). Если $n=10$, т. е. $N=1024$, то БПФ заключается в преобразовании в частотную область 1024 значений дискретных выборок (группы выборок) процесса, представленного во временной области. В результате прямого преобразования в частотной области получаются N комплексных значений, расположенных на оси частот через интервал $1/NT_0$ (где T_0 — интервал дискретных выборок во временной области). Для упрощения преобразования рассматривают «физические» спектры, охватывающие только область положительных значений частоты.

Число p эквивалентных фильтров, синтезируемых в результате БПФ, достаточно велико. Так, при группах выборок $N=1024$ число p достигает 400. Фильтр занимает частотный интервал $\beta=F_в/p$. Полоса пропускания (значения граничных частот на 3 дБ ниже значения средней частоты полосы) составляет: 0,88 β — при линейной коррекции и 1,44 β — при коррекции в виде «окна» Хеннинга.

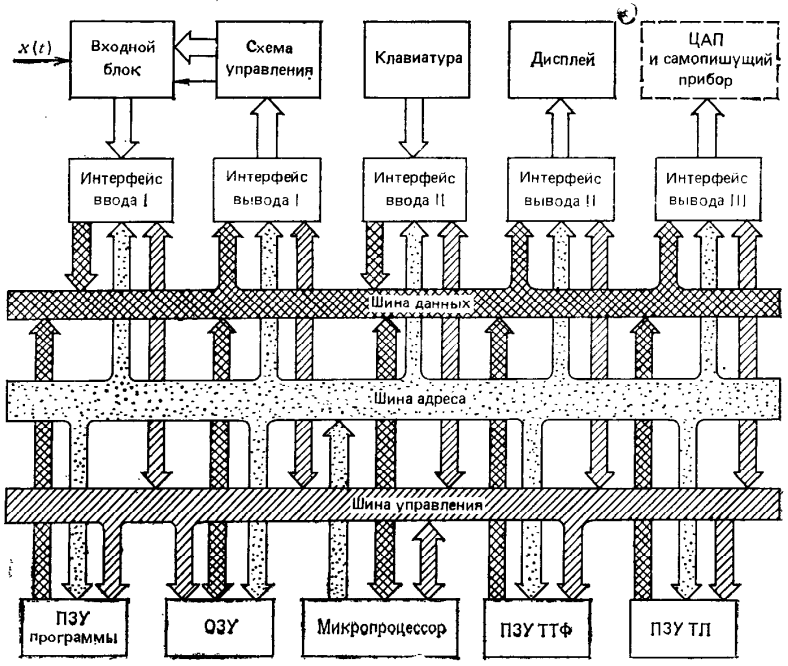


Рис. 7.16

На рис. 7.16 приведена структурная схема анализатора спектра, содержащего микропроцессорную систему, с помощью которой осуществляются вычисления по алгоритму БПФ, решаются задачи управления вводом информации, опроса клавиатуры, отображения результатов анализа дисплеем, усреднения спектров и др.

Микропроцессор выполняет вычисления согласно программе, хранимой в ПЗУ программы. При этом дешифратор кода операции дешифрирует не только команды, содержащиеся в программе, но и информацию о положении органов управления клавиатуры, определяющую подпрограммы. Полученные сигналы служат для управления работой системы. Чтобы ускорить вычислительную процедуру, в составе микропроцессорной системы предусмотрено ПЗУ, в котором содержится таблица тригонометрических функций (ПЗУ ТТФ). Она используется также при вычислениях, проводимых для коррекции, соответствующей «окну» Хеннинга. Эта процедура выполняется по отношению к группе значений дискретных выборок, полученных во временной области, т. е. еще до преобразования в частотную область. Имеющееся в составе микропроцессорной системы ПЗУ, содержащее таблицу логарифмов (ПЗУ ТЛ), облегчает и ускоряет переход от линейного масштаба к логарифмическому.

Для хранения данных, используемых в процессе вычислений, служит ОЗУ. От его емкости зависят возможности анализатора. Например, в одном из анализаторов, работающем в диапазоне частот от 0,025 Гц до 20 кГц, емкость ОЗУ составляет 8 Кбайт (4096 двухбайтовых слов).

Прибор снабжен интерфейсной картой (на рис. 7.16 ИКАР не показана), связанной с микропроцессорной системой. Это позволяет подключать анализатор к интерфейсной шине (см. § 12.4).

Хотя БПФ и ускоряет решение задачи, все же для его осуществления требуется большое число вычислительных операций. Так, чтобы преобразовать одну группу $N=2^{10}$ выборок, необходимо около 10 000 операций. Особенно продолжительны операции перемножения чисел. Поэтому расширение частотного диапазона исследуемых сигналов связано с ускорением перемножительных операций. Для этого в схему анализатора вводят специализированные микропроцессоры — матричные перемножители, а также применяют 16-разрядные универсальные микропроцессоры, архитектура которых предопределяет возможность аппаратного перемножения чисел. В последние годы выпускаются БИС специализированных микропроцессоров, выполняющие БПФ (прямое и обратное).

Входной блок. Возможности рассматриваемого анализатора спектра в значительной мере определяет входной блок, управляемый микропроцессорной системой. Его структурная схема в сочетании со схемой управления изображена на рис. 7.17.

Как видно из рис. 7.16 и 7.17, схема управления, получающая команды микропроцессорной системы через интерфейс вывода *I*,

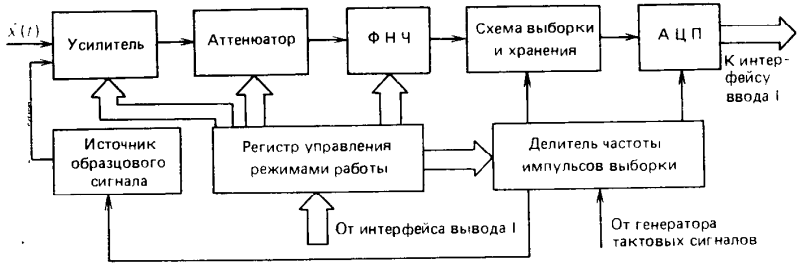


Рис. 7.17

автоматически регулирует коэффициент усиления усилителя и коэффициент передачи аттенюатора. ФНЧ, служащим для «отсечки» составляющих, частоты которых выше верхней границы $F_в$ установленного частотного поддиапазона анализа, также управляет микропроцессорная система. Управление заключается в автоматической перестройке частоты среза $F_{ср}$ фильтра: он настраивается так, что $F_{ср}=F_в$ при любом установленном поддиапазоне частот. Возможно и дистанционное управление ФНЧ через интерфейс.

С выхода ФНЧ анализируемый сигнал поступает на схему выборки и хранения, осуществляющую дискретные выборки в соответствии с подаваемыми на ее управляющий вход тактовыми импульсами-выборками. Частота следования этих импульсов при переключении частотных поддиапазонов автоматически (с помощью делителя частоты) устанавливается равной $2{,}56\,F_в$. Запомненные на короткий интервал значения исследуемого сигнала, полученные при дискретных выборках, преобразуются АЦП в числовые эквиваленты. Они передаются через интерфейс ввода *I* на шину данных микропроцессорной системы, осуществляющей обработку информации согласно алгоритму БПФ.

В составе входного блока содержится источник образцового сигнала, служащий для калибровки параметров усилителя и аттенюатора, а также других узлов. Частота образцового сигнала автоматически выбирается так, чтобы ее значение соответствовало определенному номеру светящейся полоски, наблюдаемой на экране дисплея.

Дисплей. На рис. 7.18 приведена структурная схема дисплея анализатора. Информация, которая должна быть отображена ЭЛТ, выдается из микропроцессорной системы через интерфейс вывода *II* в цифровую память. Поступление конкретных данных в память определяется нажатыми клавишами, которые входят в состав клавиатуры, расположенной на передней панели прибора. В памяти могут храниться числа, полученные при дискретных выборках с помощью АЦП, данные, относящиеся к мгновенному спектру, данные, характеризующие усредненный спектр. Все они

могут поочередно отображаться дисплеем. Информация вводится в цифровую память во время обратного хода луча ЭЛТ. Управление программное, причем используется режим прерывания.

Дисплей может отображать большое число хранимых в памяти дискретных значений (например, $p=400$). В случае, когда возникает необходимость вывода на экран значений дискретных выборок исследуемого сигнала, то из группы выборок ($N=1024$) отображается только часть их (k выборок), например каждая третья выборка ($p'=390$). Предусмотрена возможность и отображения выборок, следующих одна за другой, причем отображаемый участок можно смещать по оси времени.

Размер изображения по вертикали соответствует широкому динамическому диапазону, выражаемому в логарифмическнх единицах (например, 80 дБ). Нижнему и верхнему пределам диапазона соответствуют граничные линии масштабной сетки экрана. Значение верхнего предела устанавливается с помощью клавиш (80, 40 или 20 дБ). Так как с помощью схемы управления узлами входного блока (рис. 7.17), можно изменять затухание аттенюатора ступенями через 10 дБ, то имеется возможность наблюдать как изображение спектра во всем динамическом диапазоне (80 дБ), так и расширенные по вертикали изображения частей спектра (40 или 20 дБ).

На экран ЭЛТ одновременно с отображаемой картиной с помощью генератора знаков выводится буквенно-цифровая информация об установленных пределах динамического и частотного поддиапазонов, числовых значениях и единицах измерения различных параметров исследуемого сигнала, число отображаемых дискретных значений, число усредненных спектров, а также порядковый номер, значения частоты и уровня для выбранной (с помощью соответствующей клавиши) светящейся полоски в изображении спектра. Если в схеме анализатора предусмотрены специальные интерфейс вывода и ЦАП (на рис. 7.16 они показаны

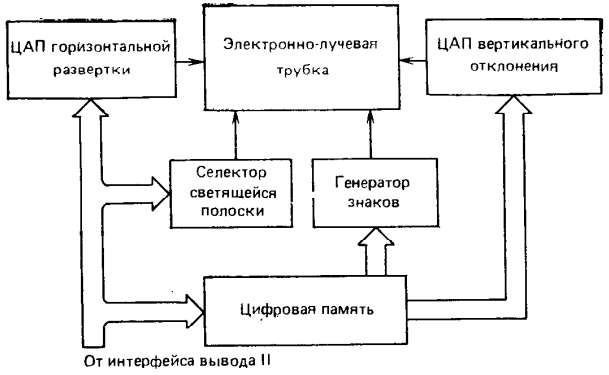


Рис. 7.18

штриховыми линиями), то информация об отображаемом дисплеем спектре может быть выведена на самопишущий прибор.

Программное управление. Как уже отмечалось, рабочая программа, определяющая весь ход функционирования анализатора спектра, содержится в ПЗУ программы (рис. 7.16). Помимо основной части она включает также ряд подпрограмм. Одна из них — подпрограмма прерывания при вводе исходной (аналоговой) информации. Она управляет опросом клавиатуры и в соответствии с положениями клавиш процедурой запуска, формирования групп дискретных выборок и ввода данных. Момент начала обработки группы значений выборок может совпадать с моментом запуска или задержки на определенное время (до $9{,}9N$). Как уже отмечалось, коррекция, соответствующая «окну» Хеннинга, может быть проведена еще во временной области. Ее выполнением управляет указанная подпрограмма. Другая программа прерывания используется для вывода данных из ОЗУ в цифровую память дисплея (рис. 7.16 и 7.18).

Отдельные подпрограммы предусмотрены для усреднения спектров, число которых определяется соответствующими клавишами. Возможны алгоритмы линейного усреднения и экспоненциального сглаживания (см. § 8.5). Имеется также подпрограмма, позволяющая запоминать значения амплитуд спектральных составляющих или максимальных значений, соответствующих высотам светящихся полосок.

7.8. ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ГАРМОНИК

Как известно, коэффициент гармоник характеризует степень нелинейных искажений гармонических сигналов. Он представляет собой отношение среднеквадратического значения всех гармоник напряжения (или тока) искаженного сигнала, кроме первой, к среднеквадратическому значению напряжения (или тока) первой гармоники:

$$K_г = \sqrt{U_2^2+U_3^2+\ldots+U_n^2}/U_1. \qquad (7.36)$$

Приборы, измеряющие этот коэффициент, называют *измерителями нелинейных искажений.*

Распространенный метод измерения коэффициента гармоник — метод «подавления основной частоты». Он заключается в сравнении среднеквадратического значения полного напряжения искаженного сигнала с среднеквадратическим значением напряжения всех высших гармоник, начиная со второй, имеющихся в искаженном сигнале. В этом случае фактически измеряется не коэффициент $K_г$, а величина $K_{г1}$, определяемая формулой

$$K_{г1} = \sqrt{U_2^2+U_3^2+\ldots+U_n^2}/U = \\ = \sqrt{U_2^2+U_3^2+\ldots+U_n^2}/\sqrt{U_1^2+U_2^2+U_3^2+\ldots+U_n^2}. \qquad (7.37)$$

Сравнивая (7.36) и (7.37), легко установить связь между значениями $K_г$ и $K_{г1}$:

$$K_г = K_{г1}/\sqrt{1-K_{г1}^2}.$$

Если искажения не очень велики ($K_г < 0{,}1$), то коэффициенты $K_г$ и $K_{г1}$ отличаются мало (меньше, чем на 1%).

Принцип действия прибора (рис. 7.19) заключается в следующем. При установке переключателя П в положение К (КАЛИБРОВКА) исследуемый сигнал подается с выхода предварительного усилителя, минуя фильтр, непосредственно на электронный вольтметр. Последний измеряет среднеквадратическое значение напряжения всего искаженного сигнала. Когда же переключатель П устанавливается в положение И (ИЗМЕРЕНИЕ), между усилителем и вольтметром оказывается включенным режекторный фильтр, настроенный на частоту исследуемого сигнала (частоту первой гармоники). При наличии фильтра, практически полностью подавляющего первую гармонику и почти свободно пропускающего высшие гармоники, на вольтметр поступает только напряжение высших гармонических составляющих сигнала. Вольтметр, обладающий квадратичной характеристикой, измеряет среднеквадратические значения напряжений независимо от их формы.

Сравнением показания вольтметра во втором случае с его показанием, полученным в первом случае, определяют значение коэффициента $K_{г1}$. В приборе с ручными регулировками такое сравнение осуществляют следующим способом. Коэффициент усиления предварительного усилителя регулируют так, чтобы на вход вольтметра при отключенном фильтре всегда подавалось напряжение, значение которого вызывает отклонение стрелки индикаторного прибора до конечного деления на его шкале, принятого за единицу. Эта операция называется *калибровкой.*

После калибровки включают фильтр, подавляющий напряжение первой гармоники, и фиксируют показание вольтметра, измеряющего среднеквадратическое значение напряжения только высших гармоник.

Шкала вольтметра градуируется непосредственно в единицах коэффициента $K_{г1}$ (в процентах и децибелах).

Режекторный фильтр чаще всего представляет собой мостовой RC-фильтр, подавляющий первую гармонику и равномерно пропускающий высшие (вторую и третью) гармоники. Иначе говоря, у такого фильтра $K(\omega_1)=0$ и $K(i\omega_1)\approx\text{const}$ ($i=2, 3, \ldots$). Мост включается в схему усилителя с обратной связью, что улучшает

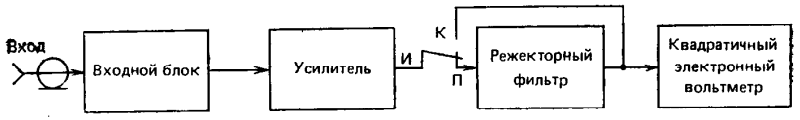


Рис. 7.19

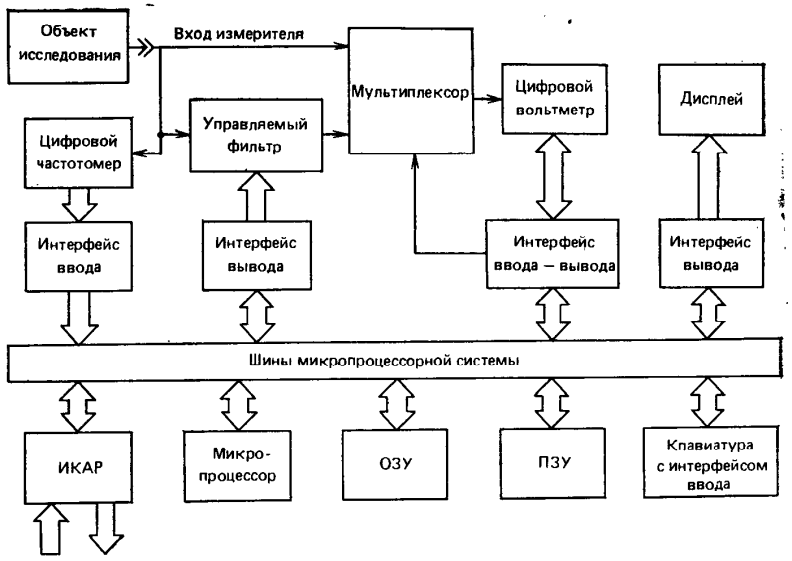


Рис. 7.20

его избирательные свойства и увеличивает коэффициенты передачи на высших гармониках. Приборы с подобными фильтрами, плавно перестраивающимися по частоте, позволяют проводить измерения при любом значении частоты определенного диапазона.

Входящий в состав измерителя нелинейных искажений электронный вольтметр можно использовать для измерения уровня шумов, а также для измерения напряжений переменного тока.

На рис. 7.20 приведена структурная схема цифрового измерителя нелинейных искажений с встроенной микропроцессорной системой. Его работа заключается в следующем. Управляющий сигнал, подаваемый из системы в мультиплексор, устанавливает его в положение, при котором исследуемый сигнал поступает через мультиплексор на цифровой вольтметр. Результат измерения среднеквадратического значения U напряжения искаженного сигнала передается в ОЗУ.

В соответствии с измеренным значением частоты исследуемого сигнала система посылает команду, по которой управляемый режекторный фильтр настраивается на частоту первой гармоники. Затем цифровой вольтметр подключается через мультиплексор к выходу фильтра и измеряет среднеквадратическое значение $U_{в.г}$ напряжения высших гармоник. Микропроцессорная система вычисляет значение коэффициента гармоник $K_{г1}=U_{в.г}/U$.

Нелинейные искажения можно обнаружить, непосредственно наблюдая форму исследуемого напряжения на экране осциллографа, если коэффициент гармоник больше 4 ... 5%. Меньшие искажения обычно трудно различимы, но становятся хорошо заметными при включении между выходом исследуемого объекта и входом осциллографа дифференцирующей RC-цепи.

Из выражения для коэффициента передачи подобной цепи

$$K(j\omega)=R/(R+1/j\omega C)$$

видно, что при условии $R\ll 1/\omega C$ модуль коэффициента передачи $K(\omega)\approx\omega CR$ для высших гармоник больше, чем для первой. Поэтому при наличии дифференцирующей цепочки коэффициент гармоник напряжения, подаваемого на вход осциллографа, будет увеличен по сравнению с напряжением на входе цепочки. Это и позволит обнаружить малые искажения, которые не видны при непосредственном наблюдении на экране осциллографа.

Для эффективного действия цепочки достаточно, чтобы емкостное сопротивление конденсатора на частоте первой гармоники было в 10 раз больше сопротивления резистора. При выполнении этого условия, относительное содержание второй гармоники увеличится примерно в 2 раза по сравнению с сигналом на входе RC-цепи, содержание третьей гармоники — почти в 3 раза и т. д. для первых нескольких номеров гармоник.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

8.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Современные электроника, радиотехника, автоматика, техника связи, строительная механика, биология, медицина, как и многие другие области науки и техники, прочно опираются на теорию случайных процессов.

Исследование работы различных устройств при наличии случайных помех, изучение динамических характеристик автоматических систем по их реакции на случайные воздействия, создание помехоустойчивой аппаратуры, обработка телеметрической информации, измерение слабых сигналов на фоне помех, техническая диагностика функционирования устройств, медицинская диагностика ряда заболеваний неразрывно связаны с экспериментальным определением разнообразных характеристик случайных процессов. Приборы для измерения подобных характеристик нашли широкое применение не только при исследованиях, но и при решении практических задач.

Измерения характеристик случайных процессов базируются на общих принципах измерения значений физических величин и параметров сигналов, но имеют свою специфику, ряд особенностей и требуют применения методов и аппаратурных решений, зачастую существенно отличных от используемых в технике измерений детерминированных сигналов. Но и при наличии аппаратуры для

измерений требуются знания многих положений, вытекающих из теории случайных процессов, обоснованный выбор интервала измерения и числа измеряемых ординат характеристик, определение статистических погрешностей и т. п.

При теоретическом и аппаратурном анализе случайных процессов широко используются понятия интервала корреляции.

Под интервалом корреляции $\tau_к$ стационарного случайного процесса $X(t)$ понимают интервал времени, определяемый функционалом [1]

$$\tau_к = \int_0^\infty \rho_X(\tau)\, d\tau, \qquad (8.1)$$

где $\rho_X(\tau)$ — нормированная корреляционная функция случайной функции $X(t)$.

Этот параметр особенно важен при исследовании статистических погрешностей измерений. В общем случае интервал $\tau_к$ следует отличать от интервала $\tau_{к.а}$, получаемого из выражения

$$\tau_{к.а} = \int_0^\infty |\rho_X(\tau)|\, d\tau,$$

который будем называть *абсолютным интервалом корреляции*. Очевидно, что если $\rho_X(\tau) > 0$ при всех $\tau \in (0, \infty)$, то $\tau_к = \tau_{к.а}$.

Параметры $\tau_к$ и $\tau_{к.а}$ дают ориентировочное представление о том, на каких интервалах времени в среднем имеет место корреляция между значениями случайного процесса.

На практике часто интересуются интервалом $\tau_{макс.к}$, который называют *максимальным интервалом корреляции*. Это интервал, за пределами которого корреляция пренебрежимо мала, т. е. значения нормированной корреляционной функции при $\tau = \tau_{макс.к}$ меньше некоторой малой наперед заданной величины ε (например, $\varepsilon = 0{,}05$), причем значения функции $|\rho_X(\tau)|$ остаются меньшими ε при любом $|\tau| > \tau_{макс.к}$.

Выборки, разделенные максимальным интервалом корреляции, считают практически некоррелированными.

В теоретическом анализе, а также при оценке статистических погрешностей используют *квадратичный интервал корреляции*, определяемый по формуле

$$\tau_{к.кв} = \int_0^\infty \rho_X^2(\tau)\, d\tau.$$

8.2. ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ ХАРАКТЕРИСТИК СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

Ряд характеристик представляют собой функции. Их измерение рассматривают как нахождение совокупности отдельных значений функции.

[1] Существующим, если интеграл сходится.

Измерения характеристик случайных процессов предполагают выполнение процедур, характерных для измерений параметров или характеристик сигналов и названных в § 1.2 слагаемыми измерения: преобразование исследуемого сигнала, воспроизведение единицы, сравнение с единицей, фиксация результата сравнения. Однако измерениям вероятностных характеристик присущи свои особенности:

сложность классификации анализируемого случайного процесса, выбора его модели, влияющей на выбор средства и методики измерений;

целесообразность (иногда — необходимость) регистрации реализаций случайного процесса, характеристика которого подлежит измерению, т. е. создание возможности многократного воспроизведения анализируемых реализаций;

обязательность операции усреднения, вытекающей из сущности определения вероятностной характеристики;

возможность получения достоверных результатов измерений только при достаточно больших объемах статистического материала;

необходимость знания вероятностной характеристики более высокого порядка, чем измеряемая, для теоретической оценки статистических погрешностей измерения;

специфика методов и методик измерения, а также аппаратурных решений;

сложность поверки и аттестации измерительных приборов.

Решение задачи классификации, выбора модели исследуемого случайного процесса при измерении его вероятностных характеристик более трудно, чем при измерении параметров детерминированных сигналов.

Анализируемые случайные процессы могут быть стационарными и нестационарными (встречаются и локально-стационарные процессы), эргодическими и неэргодическими. Для осуществления измерений очень важна допустимость *эргодической модели*, так как у процессов этого класса искомые *вероятностные характеристики* (по отношению к которым данный случайный процесс эргодичен) могут быть найдены по одной реализации. Если при этом в распоряжении экспериментатора имеется ансамбль реализаций, то следует позаботиться о выборе «представительной» реализации. Важна также возможность обоснованного предположения о гауссовском распределении вероятностей исследуемого процесса (что не всегда имеет место).

Во многих случаях априорная информация достаточно велика, причем нередко об ожидаемых параметрах судят по общим характеристикам и назначению объекта исследования, на основании расчетных данных, в результате сопоставлений с аналогичными объектами.

Один из путей построения модели, к которому часто прибегают при измерениях характеристик выходных сигналов динамических систем, опирается на использование динамических характе-

ристик этих систем и вероятностных характеристик (известных или предположительных) случайных возмущений, действующих на систему. Например, если известно, что узел конструкции машины, вибрируя, ведет себя как узкополосная колебательная система, а вызывающее вибрации случайное воздействие представляет собой широкополосный процесс, спектральная плотность мощности которого не сильно меняется в полосе упомянутой системы, то можно предположить, что мы имеем ситуацию, аналогичную воздействию белого шума на колебательный контур. Это позволяет представить характер аналитического выражения корреляционной функции выходного сигнала, т. е. математическую модель измеряемой вероятностной характеристики.

Нередко априорная информация беднее, но все же достаточна для ориентации при выборе аппаратуры и методики измерений. Например, бывает так, что исследователю известны предельные значения случайного процесса (достигаемые с определенной вероятностью) и граничные частоты его спектра мощности, интервал корреляции, примерный вид графика функции корреляции и т. п.

Регистрация реализаций случайных процессов, запись их на различных носителях или запоминание дискретных значений дают возможность многократно повторять аппаратурный анализ. Это обеспечивает получение предварительных данных, на основе которых экспериментатор может уточнять модель процесса и условия проведения измерений. Часто классификацию процессов проводят экспериментальным путем, применяя специальные тесты, облегчающие классификацию (тест стационарности, тест гауссовости и т. п.), а также классификаторы, определяющие аппаратурным путем класс исследуемого процесса. Кроме того, предварительные оценки находят путем упрощенных измерений. Такие оценки, обычно являющиеся грубыми, в некоторых случаях удается уточнить и представить в аналитической форме в результате учета физических особенностей исследуемого процесса или системы. При этом достигаются весьма полезные результаты.

Измерение любой вероятностной характеристики предполагает *операцию усреднения*, которая заложена в самой сущности вероятностных характеристик (характеристик в среднем). Отсюда следует, что подобные измерения могут быть достоверными лишь при достаточно большом объеме статистического материала.

На практике во многих случаях реализация случайного процесса, полагаемого стационарным и эргодическим, имеет строго фиксированную длительность, которая задана условиями работы системы и часто не может быть увеличена ради повышения точности измерений. Поэтому важно располагать зависимостями статистической погрешности измерений от их продолжительности. При анализе нестационарных случайных процессов число реализаций, образующих ансамбль, обычно невелико. Да и вообще при строгом подходе необходим тщательный анализ, чтобы установить, является ли данная совокупность реализаций ансамблем одного и того же случайного процесса. Не исключены и ситуации, при которых экспериментатор имеет в своем распоряжении относительно большое число реализаций исследуемого случайного процесса.

8.3. ОЦЕНКИ ХАРАКТЕРИСТИК

Вероятностные характеристики, представляющие собой неслучайные числа или функции, теоретически определяются по ансамблю бесконечно большого числа реализаций или по одной реализации бесконечной длительности, если случайный процесс стационарный и эргодический. Практически число реализаций, на которых проводится экспериментальное исследование, либо длительность одной реализации стационарного эргодического случайного процесса (время наблюдения) всегда ограничены. Поэтому результат измерений, представляющий собой статистическую характеристику, отличается от вероятностной (теоретической) характеристики, являющейся объектом измерений. Найденную статистическую характеристику принимают за искомую вероятностную характеристику и называют оценкой измеряемой вероятностной характеристики. Чтобы подчеркнуть различие между обозначениями вероятностных характеристик и их оценок, последние отмечают знаком $\hat{}$ над символом.

Если от опыта к опыту будут изменяться реализации случайного процесса и их число, а при анализе одной реализации — ее участки или длительность, то в итоге каждого измерения могут получаться различные значения числовой характеристики, различные совокупности значений статистической характеристики, представляющей собой функцию. Они меняются случайным образом и, следовательно, оценка представляет собой случайную величину (функцию). В результате же конкретного измерения получается определенная величина (функция), которая является реализацией оценки. Поскольку обычно ее также называют оценкой, то следует четко отличать такое понятие оценки от приведенного ранее определения оценки, как случайной величины (функции).

В зависимости от метода, положенного в основу аппаратурного анализа, возможны различные виды оценок, т. е. оценки могут выражаться различными функциями. Обычно измерения стараются проводить так, чтобы вероятность отклонения оценки от истинной вероятностной характеристики была наименьшей. Для этого необходимо выполнить условия, при которых оценка обладает свойствами несмещенности, эффективности и состоятельности. В соответствии с этими свойствами в теории оценок различаются следующие категории.

1. *Несмещенная оценка* — оценка, математическое ожидание которой совпадает с истинным значением определяемой характеристики. Так, если $\hat{F}(x)$ — оценка функции распределения, а $F(x)$ — истинная функция распределения, то при выполнении условия

$$M[\hat{F}(x)] = F(x)$$

оценка $\hat{F}(x)$ будет *несмещенной*. Это означает, что оценки $\hat{F}(x)$ рассеиваются вокруг математического ожидания, иначе говоря, среднее значение оценки равняется истинному значению $F(x)$ определяемой характеристики.

Разность

$$\Delta F(x) = M[\hat{F}(x)] - F(x)$$

называют *смещением оценки*. Если эта разность отлична от нуля, то оценка называется *смещенной*.

2. Эффективная оценка — оценка, дисперсия которой минимальна, т. е. меньше дисперсии любой оценки при фиксированном числе реализаций n (фиксированной продолжительности T анализа). Естественно, что чем меньше дисперсия оценки, тем меньше вероятность значительной погрешности при экспериментальном определении характеристики.

3. Состоятельная оценка — оценка, которая сходится по вероятности к оцениваемой характеристике при бесконечном увеличении числа N опытов (соответственно продолжительности измерений T). Например, чтобы оценка $\hat{m}_x$ математического ожидания m_x была состоятельной, должно иметь место соотношение

$$P_{N\to\infty}[|\hat{m}_x - m_x| < \varepsilon] \to 1,$$

где ε — сколь угодно малое положительное число.

Для выполнения этого требования достаточно, чтобы оценка была несмещенной и ее дисперсия стремилась к нулю при $N\to\infty$. Если при $N\to\infty$ хотя бы одна из величин — смещение или дисперсия оценки — не стремится к нулю, то оценку называют несостоятельной.

8.4. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СТАТИСТИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЯХ ИЗМЕРЕНИЙ

Экспериментальное определение характеристик случайных процессов неизбежно сопровождается специфичными для этих измерений статистическими погрешностями, обусловленными ограниченным числом реализаций в ансамбле или ограниченной длительностью реализации эргодического случайного процесса. Необходимо уточнить, в каком смысле можно говорить о статистических погрешностях измерения вероятностных характеристик.

Как уже отмечалось, в результате эксперимента получается не истинная вероятностная характеристика, а ее оценка. Разность между оценкой и истинной характеристикой называют *отклонением оценки*. Максимально возможное отклонение оценки определить нельзя. Можно лишь судить о вероятности того, что отклонение не превзойдет некоторых пределов. В теории случайных процессов в качестве показателей точности часто применяют дисперсии или среднеквадратические отклонения оценки, представляющие собой абсолютные погрешности.

С метрологической точки зрения более рациональны нормированные среднеквадратические погрешности. Встречаются различные виды нормировки. Мы будем оперировать преимущественно среднеквадратической относительной погрешностью измерения, которая определяется отношением среднеквадратического отклонения оценки к истинному значению измеряемой вероятностной характеристики. Например, при измерении функции распределения вероятностей $F(x)$ относительная среднеквадратическая погрешность [1]

[1] Предполагается, что $F(x) \neq 0$. В случае нулевого значения $F(x)$ показателем точности служит абсолютная среднеквадратическая погрешность или дисперсия.

$$\delta = \sqrt{D[\hat{F}(x)]}/F(x), \tag{8.2}$$

где $D[F(x)]$ — дисперсия оценки функции распределения.

Применяется и приведенная погрешность — отношение абсолютной среднеквадратической погрешности к максимальному значению определяемой характеристики, например

$$\gamma = \sqrt{D[\hat{K}_X(\tau)]}/K_X(0), \tag{8.3}$$

где $K_X(\tau)$ — корреляционная функция случайного процесса $X(t)$.

Дисперсия (относительная дисперсия) оценки характеризует случайную погрешность, а смещение оценки — систематическую.

Теоретически для получения вероятностных характеристик стационарного эргодического случайного процесса по одной его реализации необходимо вести измерения в течение интервала $T\to\infty$. Практически время T всегда конечно, и это обусловливает статистическую погрешность измерения. Когда исследуются вероятностные характеристики по ансамблю реализаций, причиной статистических погрешностей служит конечное число реализаций данного случайного процесса. Кроме того, погрешности могут возникать из-за неправильного определения или неточного совмещения начальных точек различных реализаций ансамбля. Следует подчеркнуть, что статистическая погрешность зависит от алгоритма измерений: при одном и том же объеме статистических данных для различных алгоритмов измерений характерны неодинаковые погрешности. На статистическую точность определения вероятностных характеристик влияют дискретизация и квантование исследуемых реализаций.

При измерениях вероятностных характеристик случайного процесса для суждения о точности измерений всегда необходимо больше информации о процессе, чем содержится в измеряемой характеристике. Если определяются одномерные законы распределения, то требуется знание двумерных законов исследуемого процесса, при определении среднего значения нужно знать корреляционную функцию или дисперсию и т. д.

8.5. ИЗМЕРЕНИЕ СРЕДНЕГО ЗНАЧЕНИЯ

Аналоговое измерение. Математическое ожидание или среднее значение стационарного эргодического случайного процесса удобно определять по одной реализации $x(t)$. Такая возможность вытекает из эргодического свойства: среднее по ансамблю с вероятностью единица равно среднему по времени для любой реализации, т. е.

$$M[X(t)] = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x(t)\,dt, \tag{8.4}$$

если этот предел существует.

Равенство (8.4) предполагает, что реализация $x(t)$ имеет бесконечную длительность. Однако реально эксперимент проводится в течение ограниченного времени T, что диктуется условиями проведения опыта или продолжительностью действия реализации на входе измерительного прибора. Поэтому практические измерения основаны на использовании формулы

$$\hat{M}[X(t)]=\frac{1}{T}\int_0^T x(t)\,dt, \tag{8.5}$$

дающей оценку среднего значения, определяемого на конечном интервале.

Структурная схема аналогового измерителя среднего значения приведена на рис. 8.1. Ее основным узлом служит усреднитель, характеристики которого определяют характеристики прибора в целом.

Усреднитель, выполняющий свои функции согласно формуле (8.5), называют *идеальным интегратором*. Другую разновидность представляет *фильтр нижних частот*. Известны разнообразные варианты устройств, осуществляющих усреднение в аналоговой форме: магнитоэлектрический миллиамперметр; RC-цепь, интегратор, построенный на основе усилителя постоянного тока с глубокой отрицательной обратной связью (рис. 3.9), и т. п. Все эти устройства относятся к классу линейных систем.

Исходя из теории преобразования случайных сигналов аналоговыми линейными системами, можно показать, что если физически возможная линейная система с постоянными параметрами, к входу которой подведено напряжение реализации $x(t)$, выполняет функции усреднителя и усреднение проводится на интервале $(0, T)$, то напряжение на ее выходе

$$z(T)=\int_0^T h(\tau)\,x(T-\tau)\,d\tau, \tag{8.6}$$

где $h(t)$ — импульсная характеристика системы.

Для данной реализации $x(t)$ напряжение $z(T)$ представляет определенное число. Однако при усреднении другой реализации число $z(T)$ может иметь иное значение; оно будет изменяться от одной реализации к другой, флуктуируя около среднего по ансамблю, т. е. математического ожидания $m_z=M[Z(T)]$.

Записав (8.6) в виде

$$Z(T)=\int_0^T h(\tau)\,X(T-\tau)\,d\tau$$

Рис. 8.1

и вычислив математические ожидания от обеих частей этого выражения с учетом того, что порядок операций интегрирования и определения математического ожидания стационарного случайного процесса можно переставлять, найдем:

$$m_z=m_x\int_0^T h(\tau)\,d\tau=\Lambda\,m_x,$$

где $\Lambda=\int_0^T h(\tau)\,d\tau$.

Напряжение $z(T)$ принимает за оценку m_z и, следовательно,

$$\hat{m}_x=z(T)/\Lambda. \tag{8.7}$$

Из (8.1) видно, что при $\Lambda=1$ оценка получается несмещенной.

Различные усредняющие устройства имеют различные импульсные переходные характеристики и соответствующие им значения Λ. У идеального интегратора

$$h(t)=\begin{cases}1/T & \text{при } 0\leqslant t\leqslant T;\\ 0 & \text{вне этих пределов.}\end{cases}$$

При этом $\Lambda=1$ и, следовательно, $z(T)=\hat{m}_x$.

Коммутируемая RC-цепь, имеющая импульсную переходную характеристику

$$h(t)=\begin{cases}\alpha\exp(-\alpha t) & \text{при } 0\leqslant t\leqslant T;\\ 0 & \text{вне этих пределов,}\end{cases}$$

где $\alpha=1/RC$, работает следующим образом. В момент $t=0$ ключ размыкается и находится в таком положении до момента $t=T$, после чего мгновенно замыкается. За время T осуществляется усреднение. Через замкнутый ключ конденсатор быстро (теоретически — мгновенно) разряжается. Для получения оценки среднего значения напряжения $x(t)$, поданного на вход цепи, необходимо измерить выходное напряжение $z(T)$ в момент T и разделить полученное значение на $\Lambda=1-\exp(-\alpha T)$. Если $\alpha T\ll 1$, т. е. $T\ll RC$, то $\Lambda\approx\alpha T$ и $\hat{m}_x=z(T)/\alpha T$.

Интегратор принципиально работает так же, как и коммутируемая RC-цепь, но отличается в K раз большей постоянной времени, где K — коэффициент усиления собственно усилителя, входящего в схему интегратора.

При усреднении напряжения реализации $x(t)$ некоммутируемой RC-цепью (представляющей собой простейший фильтр нижних частот) в течение интервала $T\gg RC$ отпадает необходимость фиксации интервала T. В этом случае $\Lambda\approx 1$.

Статистическую погрешность (случайную составляющую) измерения среднего значения m_x наиболее часто характеризуют относительной среднеквадратической погрешностью

$$\delta=\sqrt{D[\hat{m}_x]}/m_x,$$

где $D[\hat{m}_x]$ — дисперсия оценки среднего значения.

Для аналогового метода измерения эта погрешность определяется следующим образом ($m_X \neq 0$):

при усреднении интегратором (интервал измерения, т. е. интегрирования, $T \gg \tau_{\text{макс.к}}$)

$$\delta_{\text{и}} \approx \frac{\sigma_X}{m_X} \sqrt{\frac{2}{\Theta}} = \varkappa \sqrt{\frac{2}{\Theta}}, \qquad (8.8)$$

где σ_X — среднеквадратическое отклонение случайного процесса от среднего значения; $\Theta = T/\tau_{\text{к}}$ — нормированная по отношению к интервалу корреляции исследуемого процесса продолжительность T интегрирования; $\varkappa$ — коэффициент вариации случайного процесса;

при усреднении фильтром нижних частот и выполнении условия $T \gg 4RC$

$$\delta_{\text{ф}} = \varkappa \sqrt{\eta}, \qquad (8.9)$$

где $\eta = \tau_{\text{к}}/RC$ — отношение интервала корреляции исследуемого процесса к постоянной времени фильтра, причем $\eta \ll 1$.

Говоря о погрешностях, обусловленных конечностью интервала измерения, следует заметить, что при определенных условиях реальная погрешность может быть меньше расчетной. Например, если измеритель содержит фильтр нижних частот и магнитоэлектрический прибор, то расчетная погрешность определяется параметрами фильтра, а фактически происходит двойное усреднение: фильтром и магнитоэлектрическим прибором. При усреднении с помощью стрелочного магнитоэлектрического прибора экспериментатор автоматически усредняет показания в течение некоторого интервала времени. Если показания усредняющего прибора записываются, то дополнительно увеличить точность можно «вторичным усреднением» при обработке результатов.

Цифровое измерение. При измерении среднего значения случайного процесса широко применяют дискретные методы, на них базируются приборы со встроенными микропроцессорными системами.

Алгоритм измерения математического ожидания зависит от принятого математического выражения оценки.

Широкий класс составляют линейные несмещенные оценки, представляющие собой линейные функции дискретных выборок исследуемого случайного процесса $X(t)$. Наиболее распространена принадлежащая к указанному классу оценка, получаемая как среднее арифметическое значение. Она формируется из дискретных выборок реализации $x(t)$ стационарного эргодического случайного процесса $X(t)$ согласно формуле, подобной (1.27):

$$\hat{M}[X(t)] = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} x(iT_0), \qquad (8.10)$$

где T_0 — интервал выборок дискретных значений реализации $x(t)$; N — общее число выборок.

Алгоритм вычисления среднего арифметического лежит в основе работы многих измерителей различных вероятностных характеристик. Наряду с ним часто применяется дискретный алгоритм экспоненциального усреднения (сглаживания). Он дает рекуррентную оценку, определяемую формулой

$$\hat{m}_s = \hat{m}_{s-1} + \frac{1}{F}[x(sT_0) - \hat{m}_{s-1}], \qquad (8.11)$$

где $\hat{m}_s$ — оценка среднего после s-й выборки; $\hat{m}_{s-1}$ — оценка среднего из $s-1$ предыдущих выборок; $x(sT_0)$ — значение напряжения реализации в момент sT_0 осуществления s-й выборки; F — коэффициент сглаживания. Обычно схему сглаживающего устройства строят так, чтобы $F = 2^n$, где n — целое число, изменяемое согласно неравенству $2^{n-1} < s < 2^n$ [например, после пятой, шестой, седьмой и восьмой выборок разности $x(5T_0) - m_4$, $x(6T_0) - m_5$, $x(7T_0) - m_6$, $x(8T_0) - m_7$ делятся на $F = 2^3 = 8$]. После достижения равенства $s = 2^n$ число n при следующей выборке увеличивается на единицу.

Если в (8.11) положить $F = s$, то получим оценку среднего арифметического:

$$m_s = \frac{1}{s} \sum_{i=1}^{s} x(iT_0).$$

Цифровые измерители среднего значения, построенные по схеме с жесткой логикой, состоят из АЦП, генератора импульсов запуска АЦП (импульсов — выборок), преобразующего значение напряжения реализации в момент выборки $x(iT_0)$ в числовой эквивалент, схемы, суммирующей числа, получаемые на выходе АЦП, блока управления, который задает общее число выборок N и осуществляет деление суммы на N (либо задает N в такой форме, что деление не требуется), и дисплея (рис. 8.2). Подобные приборы можно также выполнить и по тому принципу, который положен в основу строения цифрового интегрирующего вольтметра, предполагающего преобразование напряжения в частоту (§ 5.9).

Многие современные цифровые приборы содержат АЦП и микропроцессорную систему (рис. 8.3). В них среднее значение чисел, образующихся на выходе АЦП (числовых эквивалентов), вы-

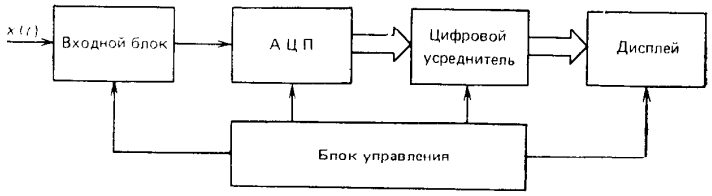


Рис. 8.2

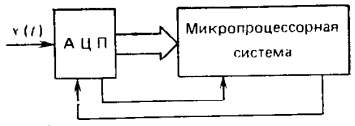


Рис. 8.3

числяет микропроцессорная система согласно заданному алгоритму (8.10) или (8.11).

Статистические погрешности измерения среднего значения дискретными методами зависят от интервала дискретных выборок и их общего числа.

Дисперсия оценки (8.10) находится из выражения

$$D[\hat{m}_X] = \frac{1}{N}\left[K_X(0) + 2\sum_{i=1}^{N-1}\left(1-\frac{i}{N}\right)K_X(iT_0)\right],$$

где $K_X(iT_0)$ — значение корреляционной функции процесса $X(t)$ в момент времени iT_0, $T_0 = T/(N-1)$ — равные интервалы между выборками, T — общее время измерения (длительность реализации).

Во многих случаях, когда длительность реализации или продолжительность эксперимента не строго ограничены, целесообразно измерять среднее значение напряжения реализации стационарного эргодического случайного процесса $X(t)$, используя некоррелированные выборки. Для этого интервал дискретизации выбирают согласно неравенству $T_0 \geqslant \tau_{\text{макс.к}}$, где $\tau_{\text{макс.к}}$ — максимальный интервал корреляции исследуемого случайного процесса $X(t)$, определяемый из условия $|\rho_X(\tau_{\text{макс.к}})| = \varepsilon$. Тогда дисперсия оценки среднего значения

$$D_{\text{н.к}}[\hat{m}_X] = D_X/N,$$

где D_X — дисперсия исследуемого процесса.

Относительная среднеквадратическая погрешность измерения среднего значения некоррелированными выборками определится из формулы

$$\delta_{\text{н.к}} = \sqrt{\frac{1}{N}\frac{D_X}{m_X^2}} = \frac{1}{\sqrt{N}}\varkappa_X,$$

где $\varkappa_X$ — коэффициент вариации случайного процесса $X(t)$.

Решая многие практические задачи, приходится анализировать реализации фиксированной, строго ограниченной длительности. При этом случайная составляющая статистической погрешности увеличивается по сравнению с аналогичной погрешностью непрерывного (аналогового) усреднения в приблизительно в $\sqrt{a}$ раз, где $a = \tau_{\text{макс.к}}/2\tau_{\text{к}}$; $\tau_{\text{к}}$ — интервал корреляции, определенный (8.1).

Если интервал T ограничен, то (8.10) сходится к (8.5) при предельном переходе $N \to \infty$, $T_0 \to dt$. Однако из этого не следует делать вывод, что при измерениях выборки должны следовать как можно чаще. Такой подход может привести к избыточности числа выборок, усложняющей аппаратуру и не дающей существенного выигрыша в точности.

Исследования показывают, что для каждого случайного процесса характерны интервал выборок T_0 и минимальное число $N_{\text{мин}}$ их, при которых среднеквадратическое отклонение (корень квадратный из дисперсии) оценки (8.10) будет всего в 1,05 раза выше среднеквадратического отклонения оценки (8.5). Например, для процесса, нормированная функция корреляции которого $\rho_X(iT_0) = \exp(-\beta|iT_0|)$, $T_0 \approx 1{,}1\tau_{\text{к}} = 1{,}1/\beta$ и $N_{\text{мин}} = 0{,}9T/\tau_{\text{к}} = 0{,}9\beta T$, а для процесса, характеризуемого нормированной функцией корреляции, $\rho_X(iT_0) = \exp(-i^2\gamma^2T_0^2)$, $T_0 \approx 2\tau_{\text{к}} = 1{,}77/\gamma$ и $N_{\text{мин}} = 0{,}5T/\tau_{\text{к}} = 0{,}67\gamma T$.

Увеличение числа выборок по сравнению с $N_{\text{мин}}$ точности измерений существенно не повышает, а лишь приводит к избыточности измерений.

При цифровом методе измерения, помимо дискретизации времени, осуществляется *квантование* реализаций исследуемых процессов. Хотя оно и приводит к увеличению статистической погрешности измерения, однако при рациональном выборе числа уровней квантования влияние этой составляющей весьма мало.

Усреднение сигналов, нестационарных по математическому ожиданию. Объектом исследования служит нестационарный случайный процесс $X(t)$, представляющий собой аддитивную смесь сигнала — неслучайной функции $s(t)$ и центрированного стационарного эргодического случайного процесса (шума) $N(t)$, некоррелированного с сигналом $s(t)$, т. е.

$$X(t) = s(t) + N(t). \qquad (8.12)$$

Для экспериментатора представляет интерес детерминированный сигнал $s(t)$, который желательно наблюдать на экране осциллографа, т. е. выделение сигнала из шума. Если полоса частот активной части спектра мощности случайного сигнала существенно смещена по отношению к полосе частот спектра детерминированного сигнала (например, низкочастотный сигнал $s(t)$ и высокочастотный шум), то задача решается методами фильтрации. Но нередки ситуации, когда полосы частот, характеризующие спектры обоих сигналов, перекрываются. В таких ситуациях фильтрация неэффективна.

Один из способов выделения сигнала $s(t)$ заключается в усреднении исследуемого сигнала $X(t)$. Определив математическое ожидание для обеих частей (8.12), найдем, что

$$M[X(t)] = s(t),$$

поскольку $s(t)$ — функция неслучайная, а $M[N(t)] = 0$.

Задачу можно решить с помощью цифрового осциллографа, подобному тому, схема которого приведена на рис. 3.23. Чтобы наблюдать сигнал $s(t)$ на экране, необходимо многократно повторять сигнал $X(t)$ на входе осциллографа (не обязательно периодически) и синхронизировать развертку с исследуемым сигналом.

Дискретные выборки значений сигнала $x(t)$ осуществляются через интервалы T_0. При i-й выборке значение сигнала

$$x(iT_0)=s(iT_0)+n(iT_0).$$

Конкретному номеру выборки соответствует определенный адрес ячейки в запоминающем устройстве осциллографа. Поэтому при каждом повторении исследуемого сигнала на входе осциллографа числовой эквивалент $q_i=cx(iT_0)$, получаемый на выходе АЦП после i-й выборки, заносится в одну и ту же i-ю ячейку, при каждом повторении p-й выборки число $q_p=cx(pT_0)$ заносится в p-ю ячейку и т. д. После m-кратного повторения входного сигнала в i-й ячейке памяти будет накоплено число

$$b_i=\sum_{k=1}^{m} q_{ik}=c\sum_{k=1}^{m} s_k(iT_0)+c\sum_{k=1}^{m} n_k(iT_0).$$

Для стабильного детерминированного сигнала $s(iT_0)=\text{const}$ и, следовательно,

$$b_i=mcs(iT_0)+c\sum_{k=1}^{m} n_k(iT_0).$$

Разделив обе части этого равенства на mc, получим

$$\frac{b_i}{mc}=s(iT_0)+\frac{1}{m}\sum_{k=1}^{m} n_k(iT_0).$$

Второй член правой части представляет собой среднее арифметическое значение напряжения шума при i-й выборке, т. е. результат усреднения случайной погрешности измерения значения $s(iT_0)$. Как было показано в § 1.3, среднеквадратическое значение случайной погрешности результата измерения, полученного при m-кратном повторении наблюдений, в $\sqrt{m}$ раз меньше среднеквадратического значения случайной погрешности отдельного наблюдения. Таким образом, усреднение повышает отношение сигнал-шум (по напряжению) в $\sqrt{m}$ раз.

В радиоприемной технике рассмотренный путь выделения полезного сигнала из шума, основанный на том, что законы суммирования сигнала и шума различны, называют синхронным, накоплением [100].

8.6. ИЗМЕРЕНИЕ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ И ДИСПЕРСИИ

Измерения средней мощности и дисперсии случайных сигналов необходимы при разработке, производстве и эксплуатации систем управления, многоканальных систем электросвязи, испытании генераторов случайных и шумоподобных сигналов, оценке мощности шумов квантования в цифровых устройствах, проведении разнообразных научно-технических экспериментов, исследовании биологических процессов, осуществлении медицинской и технической диагностики.

Если исследуемый сигнал [стационарный эргодический случайный процесс $X(t)$] представлен напряжением реализации $x(t)$,

то средняя мощность, выделяемая на резисторе сопротивлением в 1 Ом, определяется выражением

$$P_X=M[X^2(t)]=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{2T}\int_{-T}^{T}x^2(t)\,dt. \qquad (8.13)$$

Дисперсия стационарного эргодического (по отношению к дисперсии) случайного процесса $X(t)$ — это средняя мощность центрированного случайного процесса $[\mathring{X}(t)=X(t)-m_X]$, т. е. средняя мощность переменной составляющей:

$$D_X=M[\mathring{X}^2(t)]=P_X-m^2_X.$$

Методы измерения средней мощности случайных сигналов, классифицируемые по характеру преобразования сигнала и усреднения, делятся на аналоговые, аналого-цифровые и цифровые [50].

Аналоговый метод. Измерения этим методом основаны на (8.13). Реально их проводят в течение конечного интервала T и получают несмещенную оценку мощности P_X независимо от длины реализации $x(t)$:

$$\hat{P}_X=\frac{1}{T}\int_{0}^{T}x^2(t)\,dt. \qquad (8.14)$$

В соответствии с этой формулой строится структурная схема аналогового измерителя мощности (рис. 8.4). Разнообразие вариантов аппаратурных решений обусловлено главным образом разнообразием принципов действия и выполнения аналоговых квадраторов.

Измерение дисперсии сводится к измерению средней мощности центрированного случайного процесса. Поэтому для измерителя дисперсии характерно наличие во входном блоке схемы, центрирующей реализацию $x(t)$ исследуемого стационарного эргодического случайного процесса.

По алгоритму, вытекающему из (8.14), работает и аналоговый вычислитель. Квадрирование в нем осуществляет аналоговый перемножитель [89]. Исследуемый сигнал подается на оба входа перемножителя, и на его выходе получается сигнал, напряжение которого пропорционально квадрату напряжения входного сигнала. Функции интегратора выполняет операционный усилитель, охваченный обратной связью с помощью RC-цепи. Такой аналоговый вычислитель выполняется в виде интегральной схемы на одном кристалле. Постоянную времени интегратора можно изменять, подключая внешние конденсаторы параллельно конденсатору цепи обратной связи.

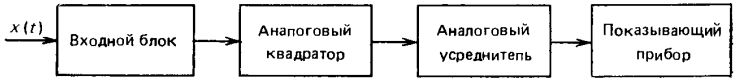


Рис. 8.4

Аналоговые приборы для измерения средней мощности имеют ряд недостатков: неточность воспроизведения квадратичной зависимости, узкий динамический диапазон уровней входных сигналов, температурную и временну́ю нестабильности.

Аналого-цифровые методы. Эти методы разделяют на две группы. Первую составляют методы, осуществляющие аналоговое квадрирование с последующим цифровым усреднением. В этом случае алгоритм включает аналоговое квадрирование напряжения реализации $x(t)$, аналого-цифровое преобразование напряжения $x^2(t)$ в числовой эквивалент h_i и последующее цифровое усреднение по N выборкам:

$$x(t) \to x^2(t) \to h_i = kx^2(t_i) \to \frac{1}{kN} \sum_{i=1}^{N} h_i = \hat{P}_X.$$

Структурная схема измерителя, работающего по данному алгоритму, приведена на рис. 8.5. Цифровую часть прибора можно построить также по принципу цифрового интегрирующего вольтметра: напряжение $x^2(t)$ преобразуется в импульсы с частотой следования, пропорциональной $x^2(t)$ (преобразование по методу частотно-импульсной модуляции — ЧИМ), среднее значение которой за интервал T измеряется цифровым частотомером.

Ко второй группе относятся методы, предполагающие аналого-цифровое квадрирование, т. е. преобразование сигнала $x(t)$ непосредственно в числовой эквивалент m_i, пропорциональный $x^2(t)$. Данный алгоритм измерения можно записать в виде

$$x(t) \to m_i = cx_q^2(t_i) \to \frac{1}{cN} \sum_{i=1}^{N} m_i = \hat{P}_X.$$

Общая структурная схема измерителя, осуществляющего этот алгоритм, изображена на рис. 8.6.

Рассмотрим два конкретных метода, для которых характерно аналого-цифровое квадрирование.

Первый метод — время-импульсный — основан на нелинейном время-импульсном преобразовании. Оно осуществляется преобразователем, схема которого изображена на рис. 8.7, и заключается

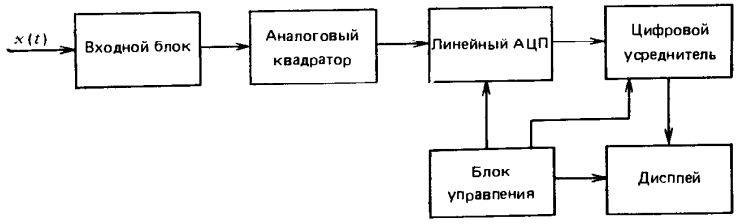


Рис. 8.5

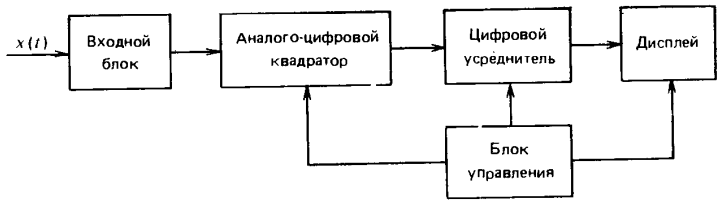


Рис. 8.6

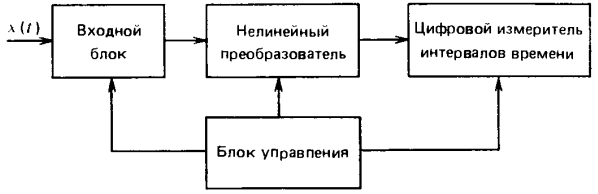


Рис. 8.7

в том, что при i-й выборке напряжение $x(t_i)$ преобразуется в интервал времени τ_i, пропорциональный квадрату напряжения, т. е. $\tau_i = cx^2(t_i)$, с последующим заполнением этого интервала счетными импульсами, следующими с частотой $F_{сч}$. Их число $m_i = F_{сч}\tau_i = kx^2(t_i)$.

Во избежание динамической погрешности напряжение $x(t_i)$ запоминается на время длительности выборки блоком запоминания, содержащимся во входном устройстве. Запомненное напряжение $x(t_i) = x_i$ сравнивается с образцовым развертывающим напряжением $u_p(t)$, представляющим собой нелинейную функцию времени (рис. 8.8).

Найдем функцию $u_p(t) = f(t - t_1)$, $t_1 \leqslant t \leqslant t_2$, при которой осуществляется квадратичное преобразование $\tau_i = kx^2_i$. В момент $t = t_1$ $u_p(t_1) = f(t_1 - t_1) = 0$, в момент t_2 $u_p(t_2) = f(t_2 - t_1) = f(\tau_i)$. С другой стороны, $u_p(t_2) = x_i$. Следовательно, $x_i = f(\tau_i)$. Тогда $\tau_i = f^{-1}(x_i)$, где $f^{-1}(\cdot)$ — функция, обратная функции $f(\cdot)$. Обозначим $f^{-1}(x_i) = F(x_i)$. При этом $\tau_i = F(x_i)$ и $u_p(t) = F^{-1}(t - t_1)$. Так как в интересующем нас случае $F(x_i) = cx^2_i$, то

$$u_p(t) = c\sqrt{t - t_1}.$$

Таким образом, для преобразования напряжения $x(t_i)$ в интервал времени τ_i, представляющий собой квадратичную функцию от $x(t_i)$, необходимо, чтобы нелинейное развертывающее напряжение описывалось обратной функцией, т. е. изменялось пропорционально корню квадратному из времени.

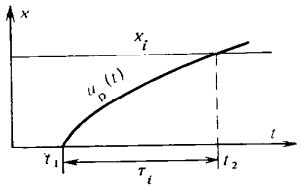


Рис. 8.8

После i-й выборки в счетчик цифрового измерителя интервалов времени поступает $m_i = kx^2(t_i)$ импульсов. По истечении N выборок число, накопленное в счетчике,

$$B = \sum_{i=1}^{N} m_i = k \sum_{i=1}^{N} x^2(t_i) = kN\hat{P}_X,$$

где $k = cF_{сч}$. Если выбрать произведение $cF_{сч}N = 10^b$ (b — целое число), то $\hat{P}_X = B \cdot 10^{-b}$.

Подобные измерители позволяют получить высокую точность измерений в достаточно широкой области частот, если измерения могут быть выполнены при некоррелированных выборках через интервалы не менее 0,5 мс. Большой динамический диапазон достигается соответствующими схемными решениями.

Второй метод — стохастическо-эргодический. Измерительные приборы, основанные на этом методе, можно использовать для измерения параметров как детерминированных, так и случайных сигналов. Эти приборы отличаются высокой помехоустойчивостью и широким динамическим диапазоном: они позволяют измерять параметры сигналов с высокими значениями коэффициентов амплитуды и формы. Преобразование сигнала называется стохастическим, потому что в нем используется статистическое, вероятностное кодирование, и эргодическим, поскольку преобразование основано на допущении эргодичности сигнала [93]. Особенностью приборов, реализующих стохастическо-эргодический метод, является применение вспомогательного (опорного) сигнала, напряжение которого описывается случайной функцией с определенными вероятностными характеристиками.

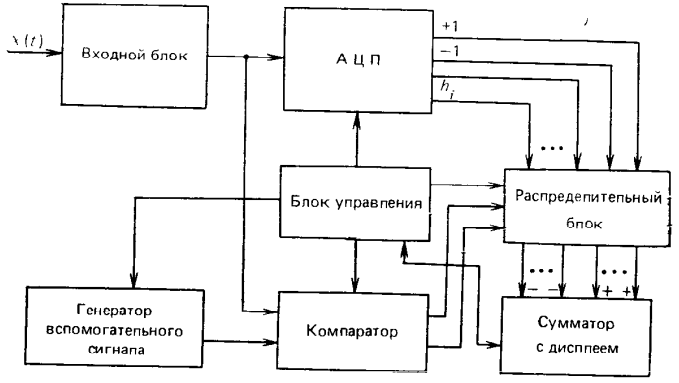


Рис. 8.9

На рис. 8.9 изображена структурная схема измерителя средней мощности, построенная в соответствии со способом измерения корреляционной функции и схемами коррелометров, описанными

в [48]. Применяемый вспомогательный (опорный) сигнал $V(t)$ характеризуется следующими свойствами:

он статистически независим от исследуемого сигнала $X(t)$;

распределение вероятностей мгновенных значений его равномерно в пределах от $-A$ до A, т. е. $w(v) = 0$ при $|v| > A$ и $w(v) = 1/2A$ при $|v| \leqslant A$, причем $|x(t)|_{макс} \leqslant A$; интервал корреляции сигнала $V(t)$ мал по сравнению с интервалом корреляции исследуемого сигнала $X(t)$;

спектр его должен быть по возможности максимально смещен в область высоких частот.

Сущность метода, реализуемого в приведенной на рис. 8.9 схеме, заключается в получении оценки математического ожидания функции «значение — знак» $\mathring{X}(t)\operatorname{sign} Z(t)$. Среднюю мощность можно выразить через функцию «значение — знак» формулой

$$P_X = AM[\mathring{X}(t)\operatorname{sign} Z(t)],$$

где $Z(t) = \mathring{X}(t) - V(t)$ и

$$\operatorname{sign} Z(t) = \begin{cases} +1 & \text{при } \mathring{X}(t) > V(t), \\ 0 & \text{при } \mathring{X}(t) = V(t), \\ -1 & \text{при } \mathring{X}(t) < V(t). \end{cases}$$

В схеме на рис. 8.9 формируется оценка

$$\hat{M}[\mathring{X}(t)\operatorname{sign} Z(t)] = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} \mathring{x}(t_i)\operatorname{sign} z(t_i), \qquad (8.15)$$

где

$$\operatorname{sign} z(t_i) = \begin{cases} +1 & \text{при } \mathring{x}(t_i) > v(t_i), \\ -1 & \text{при } \mathring{x}(t_i) < v(t_i). \end{cases}$$

Измеритель работает следующим образом. Напряжение $x(t)$ подводится через входной блок к АЦП и компаратору, в котором сравнивается с напряжением вспомогательного сигнала $v(t)$. Моменты t_i сравнения задаются импульсами опроса, поступающими в компаратор из блока управления. В зависимости от соотношения напряжений $\mathring{x}(t)$ и $v(t)$ в момент t_i на одном из выходов компаратора появляется импульс, характеризующий знак, т. е. $\operatorname{sign} z(t_i)$. Если $\mathring{x}(t_i) > v(t_i)$, то появляется импульс $(+1)$ на верхнем по схеме выходе, когда же $\mathring{x}(t_i) < v(t)$, возникает импульс (-1) на нижнем по схеме выходе. Эти импульсы поступают в распределительный блок, содержащий триггеры и элементы И. В АЦП напряжение $\mathring{x}(t_i)$ преобразуется в число $n_i = k\mathring{x}(t_i)$. Его абсолютное значение и знак передаются с выходов АЦП в распределитель. В зависимости от сочетания знаков числа и выходного сиг-

нала компаратора распределитель направляет числа в сумматор либо через его суммирующий вход, либо через вычитающий. К суммирующему входу подводятся произведения $(+n_i)(+1)$ и $(-n_i)(-1)$, а к вычитающему — произведения $(+n_i)(-1)$ и $(-n_i)(+1)$. По истечении N опросов снимается показание, отображаемое цифровым отсчетным устройством

$$C=\sum_{i=1}^{N} n_i \operatorname{sign} z(t_i) = Nk\hat{M}\left[\mathring{X}(t)\operatorname{sign} Z(t)\right].$$

При надлежащем выборе чисел N и k и учете значения A показание C непосредственно дает оценку $\hat{P}_x$.

Верхняя граничная частота $f_в$ рабочей области частот описанного измерителя обусловлена главным образом быстродействием элементов, из которых выполняется схема прибора. Получение значения $f_в=1$ МГц не представляет трудностей.

В [8] описан принцип построения широкополосного измерителя средней мощности (рабочая область частот 0—1 ГГц), предполагающий сочетание стохастическо-эргодического и стробоскопического преобразований с использованием модифицированной модели статистических испытаний.

Цифровые методы. Эти методы включают операции линейного аналого-цифрового преобразования сигнала $x(t)$ в числовой эквивалент n_i при i-й выборке, цифрового квадрирования и цифрового усреднения N полученных квадратов чисел. Цифровой измеритель работает согласно следующему алгоритму:

$$x(t)\to n_i = kx_q(t_i)\to n_i^2 \to \frac{1}{k^2N}\sum_{i=1}^{N} n_i^2 = \hat{P}_x.$$

Структурная схема измерителя представлена на рис. 8.10.

Варианты выполнения цифровых измерителей определяются схемными решениями цифровых квадраторов. Наиболее эффективны специализированные микропроцессоры — матричные перемножители, выпускаемые в виде отдельных БИС.

Задачу нахождения мощности решают также цифровые вольтметры (§ 5.10) и мультиметры (§ 12.6), содержащие микропроцессорную систему. Они позволяют вычислить мощность детерминированного сигнала по результату измерения напряжения на резисторе известного сопротивления. Имеются и программы ста-

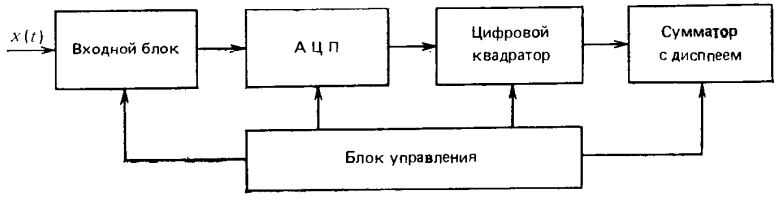


Рис. 8.10

тистических вычислений — дисперсии случайного процесса. Однако быстродействие таких приборов пока невысокое.

Цифровой измеритель мощности можно построить и по схеме, осуществляющей стохастическо-эргодический метод измерения. Она имеет много общего со схемой, изображенной на рис. 8.9. Отличие заключается в том, что в цифровом измерителе используется цифровой генератор вспомогательного сигнала (генератор случайных чисел) и сравнение производится в цифровой форме: случайное число на выходе генератора в момент t_i опроса сравнивается в цифровом компараторе с числом n_i, поступающим с выхода аналого-цифрового преобразователя. В остальном цифровой измеритель работает так же, как и аналого-цифровой прибор.

Сочетание аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразований. Подобное сочетание позволяет строить измерители средней мощности, обладающие достоинствами как цифровых, так и аналоговых приборов для измерения средней мощности.

На рис. 8.11 изображена структурная схема одного из таких измерителей [56, 59]. Алгоритм его работы в предположении правомерности стационарной и эргодической модели может быть записан в виде

$$x(t)\to n_i \to cx^2(t_i)\to k\overline{x^2(t)}\to h_j = q\left[\overline{x^2(t)}\right]\to \frac{1}{qN}\sum_{j=1}^{N} h_j = \hat{P}_x, \quad (8.16)$$

где c, k и q — коэффициенты пропорциональности.

Напряжение реализации случайного сигнала $x(t)$ поступает через входной блок на вход линейного (первого) АЦП. Число n_i, полученное в результате аналого-цифрового преобразования сигнала $x(t)$ в момент t_i, подается на цифро-аналоговый квадратичный преобразователь (ЦАКП). На его выходе образуется напряжение $y(t)$, значение которого пропорционально квадратам значений напряжения $x(t)$, т. е. $y(t_i)=kx^2(t_i)$. Напряжение $y(t)$ поступает далее в инерционное звено, где сглаживается. В момент t_j, задаваемый импульсом-выборкой, поступающим из блока управления на управляющий вход второго АЦП, последний преобразует подводимое к его информационному входу сглаженное напряжение $z(t)=kx^2(t)$ в пропорциональное ему число h_j. Это число

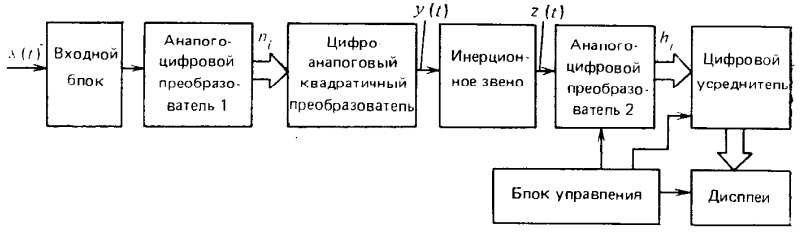


Рис. 8.11

поступает в цифровой усреднитель. За N выборок (число N задается блоком управления) накапливается число

$$A=\sum_{j=1}^{N} h_j. \qquad (8.17)$$

Сопоставление (8.16) с (8.17) показывает, что $P_x=A/qN$. Результат измерения отображается цифровым дисплеем. Рациональный выбор коэффициента преобразования q и числа выборок N ($qN=10^m$, где m — целое число) делает прибор прямопоказывающим.

Выполнить ЦАКП можно в соответствии с общими принципами построения функциональных (нелинейных) преобразователей числа в напряжение [87]. В данном измерителе мощности применен специально разработанный ЦАКП [56]. Экономичный ЦАКП сравнительно несложно составить из двух линейных ЦАП.

Измеритель, выполненный по схеме на рис. 8.11, обладает достоинствами, свойственными цифровым приборам. Он более точен, чем аналоговые измерители, имеет значительно более широкий динамический диапазон входных уровней, определяемый разрядностью первого АЦП, его электрические характеристики стабильны во времени в условиях эксплуатации. В то же время первый АЦП и ЦАКП вместе выполняют ту же функцию, что и аналоговый квадратор, но квадратичная зависимость воспроизводится с высокой точностью в широком диапазоне входных уровней. Подобная схема прибора кроме цифровой индикации результатов измерения позволяет также отображать их в аналоговой форме подключением к выходу инерционного звена аналогового индикатора (например, магнитоэлектрического стрелочного прибора). Перспективным вариантом решения отсчетного устройства цифрового измерителя мощности является сочетание цифровой и аналоговой индикации.

Схема прибора, приведенная на рис. 8.11, характеризуется более узким диапазоном частот, чем у аналоговых измерителей мощности. Однако уже в настоящее время можно построить цифровые приборы для измерения средней мощности сигналов с верхней граничной частотой спектра более 50 МГц. Расширение рабочей области частот потребовало высокого быстродействия первого АЦП. Поэтому в схеме применен АЦП параллельного типа.

Статистические погрешности измерения. Сначала рассмотрим погрешности, относящиеся к аналоговому квадрированию.

Оценка, определяемая (8.14), несмещенная. Следовательно, систематическая составляющая погрешности отсутствует. Выражения, устанавливающие связь между относительной среднеквадратической случайной погрешностью измерения средней мощности стационарного эргодического случайного процесса $\mathring{X}(t)$ и продолжительностью измерений T для случая $T\gg\tau_к$ (где $\tau_к$ — интервал корреляции случайного процесса), могут быть представлены в форме:

при усреднении идеальным интегратором

$$\delta_и=\varkappa_Y\sqrt{2/\Theta_Y};$$

при усреднении фильтром нижних частот

$$\delta_ф=\varkappa_Y\sqrt{\eta_Y},$$

где $\varkappa_Y=\sigma_Y/m_Y$ — коэффициент вариации случайного процесса $Y(t)=\mathring{X}^2(t)$; $\Theta_Y=T/\tau_{кY}$ — отношение продолжительности интегрирования к интервалу корреляции $\tau_{кY}=\int_0^\infty \rho_Y(\tau)d\tau$; η_Y — отношение $\tau_{кY}$ к постоянной времени $\tau_ф$ усредняющего фильтра нижних частот.

В общем случае, т. е. для произвольного закона распределения вероятностей, связь между нормированными корреляционными функциями $\rho_Y(\tau)$ и $\rho_X(\tau)$ в аналитической форме неизвестна, так как отсутствует общее выражение для корреляционной функции четвертого порядка. Она известна лишь для некоторых видов процессов. В частности, если $\mathring{X}(t)$ — гауссовский случайный процесс с нулевым средним, то $\rho_Y(\tau)=\rho^2_X(t)$ и $\varkappa_Y=\sqrt{2}$. Функционал $\int_0^\infty \rho^2_X(\tau)d\tau=\tau_{к.кв}$ — квадратичный интервал корреляции процесса $X(t)$. При этом

$$\delta_и=2/\sqrt{\Theta_Y},$$

где $\Theta_Y=T/\tau_{к.кв}$; $\delta_ф=\sqrt{2\tau_{к.кв}/\tau_ф}$.

Для нормированной корреляционной функции $\rho_X(\tau)=\exp(-\beta|\tau|)$, когда $\tau_{к.кв}=1/2\beta$, получаем

$$\delta_и=\sqrt{2/\beta T} \quad \text{и} \quad \delta_ф=1/\sqrt{\beta\tau_ф}.$$

При аналого-цифровом и цифровом квадрировании имеют место погрешности, обусловленные ограниченным числом выборок, дискретизацией времени и квантованием исследуемого сигнала.

Формулу, связывающую относительную среднеквадратическую случайную погрешность измерения средней мощности P_X с числом N некоррелированных выборок при условии $P_X=D_X$, можно записать в следующем виде:

$$\delta_{н.к}=\sqrt{(\gamma_e+2)/N}, \qquad (8.18)$$

где γ_e — коэффициент эксцесса случайного сигнала $X(t)$.

Результаты вычислений по (8.18) представлены в табл. 8.1, из которой видна несостоятельность распространенного мнения, что минимальная погрешность имеет место при гауссовском распределении вероятностей.

При анализе погрешности, связанной с дискретизацией времени, представляет интерес степень увеличения относительной среднеквадратической погрешности измерений $\delta_{н.к}$ при интервале вы-

Таблица 8.1

Распределение	$\delta_{н.к}\sqrt{N}$	$\delta_{н.к}/\delta_{н.к\ гаус}$
Арксинусное	0,707	0,50
Равномерное	0,894	0,63
Симпсона	1,183	0,84
Гауссовское	1,41	1,00
Рэлея	1,50	1,06
Гауссовское одностороннее	1,83	1,29
Лапласа	2,23	1,58
Экспоненциальное одностороннее	2,83	2,00
Хи-квадрат при $n=1$	3,74	2,70

борок $T=\tau_{макс.к}$ (слабокоррелированные выборки; $\tau_{макс.к}$ — максимальный интервал корреляции) по сравнению с минимальной ожидаемой относительной погрешностью $\delta_{мин}$.

Отношение $h=\delta_{н.к}/\delta_{мин}$ можно найти из формулы

$$h=\sqrt{\tau_{макс.к}/2\tau_{к\,Y}},$$

где $\tau_{к\,Y}$ — интервал корреляции процесса $Y=\overset{\circ}{X}^2$. При гауссовском распределении вероятностей значений процесса $X(t)$ имеет место равенство $\tau_{к\,Y}=\tau_{к.кв\ x}$ и поэтому

$$h=\sqrt{\tau_{м.к}/2\tau_{к.кв}}. \qquad (8.19)$$

Для случайного процесса, характеризуемого нормированной корреляционной функцией $\rho_x(\tau)=\exp(-\beta|\tau|)$, максимальный интервал корреляции (при $\varepsilon=0{,}05$) $\tau_{макс.к}=3/\beta$ и квадратичный интервал корреляции $\tau_{к.кв}=1/2\beta$. Подстановка этих значений в (8.19) дает $h=1{,}73$.

При использовании стохастическо-эргодического метода относительная среднеквадратическая случайная составляющая погрешности измерения мощности, выполняемого согласно (8.15), может быть определена из формулы

$$\delta_{н.к}=\sqrt{\frac{1}{N}\left[\frac{A^2}{P_X}-1\right]}.$$

Если обозначить $A=c\sigma_X$, то в случае, когда $P_X=D_X=\sigma^2_X$ — мощность переменной составляющей процесса,

$$\delta_{н.к}=\sqrt{(c^2-1)/N}.$$

Для гауссовского случайного процесса можно положить $c=3$ и

$$\delta_{н.к}=2{,}82/\sqrt{N},$$

т. е. погрешность получается в два раза большей, чем в случае измерения традиционными методами при одном и том же числе

N некоррелированных выборок. Для процесса с равномерным распределением вероятностей $c=\sqrt{3}$ и тогда

$$\delta_{н.н}=1{,}41/\sqrt{N},$$

т. е. в 1,58 раза больше, чем при измерении традиционными методами при том же числе N.

Если применить трехуровневое квантование [48], то при аналогичном методе измерения по алгоритму «значение — знак» для гауссовского случайного процесса

$$\delta_{н.и}=1{,}95/\sqrt{N},$$

т. е. погрешность всего в 1,38 раза больше по сравнению с погрешностью измерения традиционными методами.

Во многих ситуациях погрешность можно уменьшить, увеличив продолжительность измерений.

8.7. ИЗМЕРЕНИЕ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ФУНКЦИЙ

Корреляционные характеристики относятся к наиболее широко применяемым при проведении вероятностного анализа случайных величин и процессов. Выделение полезных сигналов на фоне помех, статистическая идентификация объектов, оптимальная фильтрация, прогнозирование течения процессов, спектральный анализ, измерение скорости движения горячего проката, исследование ветровых потоков и флуктуаций температуры атмосферы, измерение расстояний, техническая диагностика неисправностей в механических и других системах без нарушения их функционирования, анализ электроэнцефалограмм человека — таков далеко не полный перечень вопросов, базирующихся на экспериментальном корреляционном анализе.

При исследовании стохастической связи между случайными величинами интересуются коэффициентами корреляции, корреляционными моментами. Для описания случайных процессов используют корреляционные и взаимные корреляционные функции. Применимость этих характеристик ограничена случаем линейной стохастической связи. Ее сущность заключается в том, что при возрастании одной случайной величины другая имеет тенденцию возрастать (или убывать) по линейному закону.

Экспериментальный статистический анализ, а также его приложение к решению конкретных задач требуют многочисленных измерений корреляционных характеристик. Современная техника корреляционных измерений уже располагает достаточно большим арсеналом методов и аппаратурных решений. Однако эффективное осуществление подобных измерений связано с проработкой ряда методических вопросов, оценкой погрешности измерений в зависимости от объема статистики и т. д.

Основные определения. Напомним определения корреляционных и взаимных корреляционных функций.

В общем случае корреляционная фуикция является функцией двух аргументов t_1 и t_2 и представляет собой математическое ожидание произведений центрированных значений случайной функции для этих двух аргументов:

$$K_X(t_1, t_2) = M\{[X(t_1) - m_X(t_1)][X(t_2) - m_X(t_2)]\}. \quad (8.20)$$

Индекс X в левой части (8.20) указывает, к какой случайной функции отиосится корреляционная функция.

Значение корреляционной функции (8.20) при равных значениях аргумеитов $t_1 = t_2 = t$ дает дисперсию случайного процесса

$$K_X(t, t) = \mathrm{D}[X(t)].$$

Если случайный процесс стационарен хотя бы в широком смысле, то корреляционная функция является функцией лишь разности $\tau = t_2 - t_1$ аргументов, а не их абсолютиых значений, и принимает одно и то же значение при всех аргументах t_1 и t_2, разность которых представляет одинаковое значение τ:

$$K_X(\tau) = M\{[X(t) - m_X][X(t+\tau) - m_X]\}. \quad (8.21)$$

От корреляционных функций (8.20) и (8.21), для которых характерно усреднение по ансамблю реализаций, отличают *временну́ю корреляционную функцию*, предполагающую усреднение одной реализации по времени. Формула такой функции записывается в виде

$$K_X(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \mathring{x}(t)\, \mathring{x}(t+\tau)\, dt. \quad (8.22)$$

При стационарных и эргодических (по отношению к функции корреляции) случайных процессах временная корреляционная функция с вероятностью 1 совпадает с корреляционной функцией (8.21) и, следовательно, последнюю можно определить по одной реализации.

В теоретических расчетах и практических исследованиях часто пользуются *нормированной корреляционной функцией*[1] определяемой из выражения

$$\rho_X(t_1, t_2) = K_X(t_1, t_2)/\sqrt{K_X(t_1, t_1)\, K_X(t_2, t_2)} = K_X(t_1, t_2)/\sigma_X(t_1)\, \sigma_X(t_2). \quad (8.23)$$

Формула (8.23) для стационарного случайного процесса преобразуется к виду

$$\rho_X(\tau) = K_X(\tau)/K_X(0) = K_X(\tau)/\sigma_X^2. \quad (8.24)$$

Для характеристики взаимосвязи между значениями двух случайных процессов $X(t)$ и $Y(t)$ служит *взаимная корреляционная функция*, определяемая выражеинем

$$K_{XY}(t_1, t_2) = M\{[X(t_1) - m_X(t_1)][Y(t_2) - m_Y(t_2)]\}. \quad (8.25)$$

[1] Нормированиая корреляционная функция по смыслу аналогична коэффициенту корреляции между случайными величинами, но зависит от двух аргументов t_1 и t_2 и не является постоянной величиной. Поэтому следует четко различать понятия коэффициента корреляции и нормированной функции корреляции.

Нормированная взаимная корреляциоиная функция

$$\rho_{XY}(t_1, t_2) = K_{XY}(t_1, t_2)/\sqrt{K_X(t_1, t_1)\, K_Y(t_2, t_2)} = K_{XY}(t_1, t_2)/\sigma_X(t_1)\, \sigma_Y(t_2). \quad (8.26)$$

Для стационарных и стационарно связанных[1] случайных процессов (8.25) и (8.26) преломляются так:

$$K_{XY}(\tau) = M\{[X(t) - m_X][Y(t+\tau) - m_Y]\}; \quad (8.27)$$

$$\rho_{XY}(\tau) = K_{XY}(\tau)/\sqrt{K_X(0)\, K_Y(0)} = K_{XY}(\tau)/\sigma_X\, \sigma_Y. \quad (8.28)$$

Если стационарные случайные процессы являются совместно эргодическими по отношению к взаимной корреляционной фуикции, то последняя может быть определена по формуле

$$K_{XY}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \mathring{x}(t)\, \mathring{y}(t+\tau)\, dt. \quad (8.29)$$

Методы измерения корреляционных функций и структурные схемы приборов. Для измерения корреляционных и взаимных корреляционных функций применяют специальные приборы, называемые *коррелометрами.* С их помощью получают либо отдельные ординаты корреляционной (взаимной корреляционной) функции при определенных значениях аргумента, либо график функции — коррелограмму. Коррелометры воплощают разнообразные методы измерения, причем доминирующее положение занимают цифровые коррелометры.

Метод перемножения[2] *(аналоговый вариант)* предполагает измерение временных корреляционных функций в соответствии с их математическими определениями (8.22) и (8.29). Алгоритм измерения включает операции, необходимые для получения оценок корреляционной и взаимной корреляционной функции с учетом того обстоятельства, что измерения выполняются в течение конечного интервала времени T. Последний определяется либо длительностью реализации исследуемого случайного процесса, либо условиями измерения. Выражение оценки корреляционной функции можно представить в виде

$$\hat{K}_{1X}(\tau) = \frac{1}{T} \int_{0}^{T-|\tau|} [x(t) - m_X][x(t+\tau) - m_X]\, dt = \frac{1}{T} \int_{0}^{T-|\tau|} \mathring{x}(t)\, \mathring{x}(t+\tau)\, dt \quad (0 \leqslant |\tau| \leqslant T). \quad (8.30)$$

Для интервалов сдвига $|\tau| > T$ функция $K_{1X}(\tau) = 0$. Следует заметить, что лишь среднее значение оценки (8.30) дает корреляционную функцию $K_X(\tau)$, а отдельный результат измерения случайным образом отклоняется от $K_X(\tau)$.

[1] Стационарно связанными в широком смысле называют случайные процессы $X(t)$ и $Y(t)$, взаимная корреляционная функция которых $K_{XY}(t_1, t_2)$ зависит только от разности $t_2 - t_1 = \tau$, т. е. $K_{XY}(t, t+\tau) = K_{XY}(\tau)$.

[2] Встречается название «мультипликативный метод».

Широко используется и другая оценка:

$$\hat{K}_{2X}(\tau)=\frac{1}{T-|\tau|}\int_0^{T-|\tau|}\mathring{x}(t)\,\mathring{x}(t+\tau)\,dt \quad (0\leqslant|\tau|\leqslant T). \qquad (8.31)$$

При экспериментальном определении статистической корреляционной функции $K_X(\tau)$ ее значения вычисляются для ограниченного диапазона значений аргумента τ — от 0 до $\tau_{макс}$ [$\tau_{макс}=(1—3)\tau_{макс.к}$], где $\tau_{макс.к}$ — максимальный интервал корреляции исследуемого случайного процесса. Это эквивалентно умножению оценки $\hat{K}(\tau)$ на весовую функцию

$$w(\tau)=\begin{cases}1 & \text{при } |\tau|\leqslant\tau_{макс},\\ 0 & \text{при } |\tau|>\tau_{макс},\end{cases} \qquad (8.32)$$

называемую прямоугольным окном. В оценки корреляционных функций могут вводиться и другие весовые функции $w(\tau)$ — корреляционные окна (таблицы «окон» содержатся, например, в [47], табл. 5.1).

Вычислив математические ожидания оценок (8.30) и (8.31), найдем, что

$$M[\hat{K}_{1X}(\tau)]=(T-|\tau|/T)\,K_X(\tau) \quad (0\leqslant|\tau|\leqslant T) \qquad (8.33)$$

и

$$M[\hat{K}_{2X}(\tau)]=K_X(\tau) \qquad (0\leqslant|\tau|\leqslant T). \qquad (8.34)$$

Следовательно, оценка $\hat{K}_{2X}(\tau)$ несмещенная, в то время как $\hat{K}_{1X}(\tau)$ — оценка, асимптотически несмещенная. Теоретически она получается несмещенной при $T\to\infty$, практически смещением можно пренебречь при $T\gg\tau_{макс}$. Сопоставляя (8.30) и (8.31), следует иметь в виду, что оценка $\hat{K}_{1X}(\tau)$ характеризуется меньшей среднеквадратической погрешностью, чем оценка $\hat{K}_{2X}(\tau)$.

Аналогичные оценки имеют место и для взаимных корреляционных функций:

$$\hat{K}_{1XY}(\tau)=\frac{1}{T}\int_0^{T-|\tau|}\mathring{x}(t)\,\mathring{y}(t+\tau)\,dt \quad (0\leqslant|\tau|\leqslant T); \qquad (8.35)$$

$$\hat{K}_{2XY}(\tau)=\frac{1}{T-|\tau|}\int_0^{T-|\tau|}\mathring{x}(t)\,\mathring{y}(t+\tau)\,dt \quad (0\leqslant|\tau|\leqslant T). \qquad (8.36)$$

Из изложенного следует, что для измерения значения функции корреляции $K_X(\tau)$ или взаимной корреляции $K_{XY}(\tau)$ необходимо осуществить относительный сдвиг (задержку) напряжения реализации на время τ, перемножить два напряжения $x(t)$ и $x(t+\tau)$ или $x(t)$ и $y(t+\tau)$, а затем усреднить произведение в течение достаточно продолжительного интервала времени.

При определенном временном сдвиге τ_i выполнение описанных операций дает одну ординату $K_X(\tau_i)$ корреляционной функции [точку $K_{XY}(\tau_i)$ функции взаимной корреляции]. Для получения

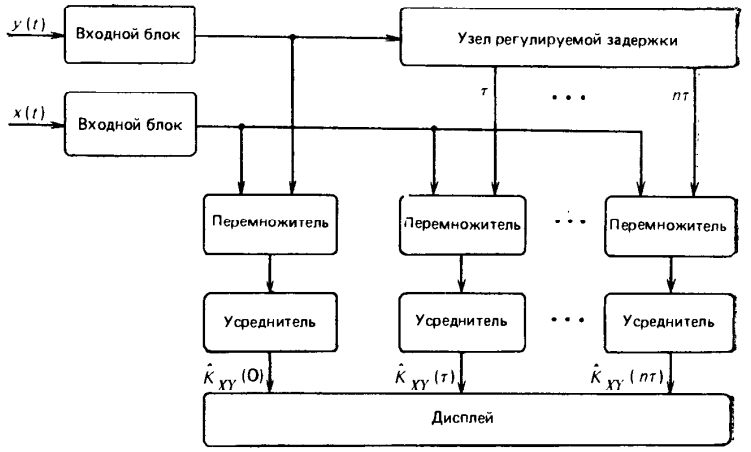


Рис. 8.12

всей кривой подобные операции проводятся при различных значениях задержки τ.

На рис. 8.12 изображена структурная схема аналогового коррелометра параллельного действия.

Входной блок прибора, предназначенного для анализа стационарных и эргодических случайных процессов, реализации которых заданы в форме электрических напряжений, состоит из аттенюатора, эмиттерного повторителя, фильтра нижних частот[1], усилителя. Для центрирования реализаций во входной цепи прибора предусматривают центрирующую схему. В противном случае прибор определяет моментные функции.

Узел регулируемой задержки — это устройство, запоминающее на некоторое время напряжение исследуемой реализации. Выходной сигнал подобного узла воспроизводит форму входного сигнала через определенный промежуток τ, называемый интервалом задержки. Узел задержки должен передавать сигнал с минимальными искажениями, т. е. модуль его коэффициента передачи должен быть близок к единице во всем спектре частот исследуемого процесса, а фазочастотная характеристика близка к линейной.

Для задержки высокочастотных сигналов служат линии задержки, низкочастотных — магнитные и другие запоминающие устройства. Магнитная запись позволяет изменять в значительных пределах время задержки случайных процессов с относительно широким спектром мощности.

[1] Частоту среза ФНЧ выбирают так, чтобы в отфильтрованном напряжении не содержались составляющие, частоты которых превосходят наиболее высокую допускаемую граничную частоту спектра исследуемого сигнала. Это делается для исключения явления наложения (маскировки) частот, которое может иметь место при дискретизации времени.

Сравнительно простые и компактные схемы задержки строятся на микроэлектронных компонентах. В качестве примера можно привести схему непрерывного изменения времени задержки, характеризуемую передаточной функцией вида $\exp(-s\tau)$, при которой выходной сигнал $X_{вых}(t)$ связан с входным сигналом $X_{вх}(t)$ зависимостью $X_{вых}(t)=X_{вх}(t-\tau)$. Моделирование указанной передаточной функции осуществлено на основе приближения Падэ [48]. Эффективны также аналоговые линии задержки, выполняемые на основе приборов с переносом заряда.

Перемножители, встречающиеся в корреляционных анализаторах, аналогичны применяемым в вычислительной технике. Современная микроэлектроника располагает аналоговыми перемножителями, выполненными в виде отдельных микросхем. Один из вариантов такого перемножителя описан в [89].

Метод перемножения (аналоговый вариант с дискретизацией времени) предполагает переход от непрерывных реализаций к дискретным выборкам из реализаций, что открывает возможности существенного упрощения аппаратурных решений при построении коррелометров. Это объясняется тем, что дискретизация времени позволяет применять даже в рамках аналоговой техники более простые устройства задержки и перемножения по сравнению с приборами непрерывного действия.

Вычислительные операции при аналоговом методе перемножения с дискретизацией времени описываются формулами, аналогичными формулам оценок (8.30) и (8.31):

для функции корреляции

$$\hat{K}_{1X}(kT_0)=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N-k}\mathring{x}(iT_0)\mathring{x}(iT_0+kT_0) \tag{8.37}$$

и

$$\hat{K}_{2X}(kT_0)=\frac{1}{N-k}\sum_{i=1}^{N-k}\mathring{x}(iT_0)\mathring{x}(iT_0+kT_0); \tag{8.38}$$

для функции взаимной корреляции

$$\hat{K}_{1XY}(kT_0)=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N-k}\mathring{x}(iT_0)\mathring{y}(iT_0+kT_0) \tag{8.39}$$

и

$$\hat{K}_{2XY}(kT_0)=\frac{1}{N-k}\sum_{i=1}^{N-k}\mathring{x}(iT_0)\mathring{y}(iT_0+kT_0), \tag{8.40}$$

где $\mathring{x}(iT_0)=x(iT_0)-m_X$ и $\mathring{y}(iT_0)=y(iT_0)-m_Y$ — центрированные значения реализаций исследуемых случайных процессов $X(t)$ и $Y(t)$; kT_0 — интервал сдвига ($k=0; 1; 2; \ldots; n-1$; n — число измеряемых ординат корреляционной функции); N — общее число выборок из реализации за интервал измерения T.

Формулы (8.37) и (8.39) представляют смещенные оценки корреляционных функций, точнее, асимптотически несмещенные оценки. Однако при $N\gg k_{макс}$ результаты вычислений значения функции корреляции $K_X(kT_0)$ по (8.37) и (8.38) для одних и тех же реализаций (на одном и том же интервале T) практически одинаковы. Сказанное в равной мере относится к оценкам (8.39) и (8.40) взаимных корреляционных функций.

Когда $N\gg k_{макс}$, то вычислительные операции проводятся согласно выражениям:

$$\hat{K}_X(kT_0)=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\mathring{x}(iT_0)\mathring{x}(iT_0+kT_0) \tag{8.41}$$

и

$$\hat{K}_{XY}(kT_0)=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\mathring{x}(iT_0)\mathring{y}(iT_0+kT_0). \tag{8.42}$$

Приведенные формулы справедливы тогда, когда $\mathring{x}(t)$ и $\mathring{y}(t)$ — реализации, центрированные относительно истинного математического ожидания. Если же центрирование получается вследствие образования разности $x(t)-\hat{m}_X$ или $y(t)-\hat{m}_Y$, где $\hat{m}_X$ и $\hat{m}_Y$ — соответственно оценки математических ожиданий случайных процессов $X(t)$ и $Y(t)$, то формулы для оценок функций корреляции и взаимной корреляции следует записать в виде:

$$\hat{K}_{1X}(kT_0)=\frac{1}{N-1}\sum_{i=1}^{N-k}[x(iT_0)-\hat{m}_X][x(iT_0+kT_0)-\hat{m}_X], \tag{8.43}$$

$$\hat{K}_{2X}(kT_0)=\frac{1}{N-k-1}\sum_{i=1}^{N-k}[x(iT_0)-\hat{m}_X][x(iT_0+kT_0]-\hat{m}_X], \tag{8.44}$$

$$\hat{K}_{1XY}(kT_0)=\frac{1}{N-1}\sum_{i=1}^{N-k}[x(iT_0)-\hat{m}_X][y(iT_0+kT_0)-\hat{m}_Y], \tag{8.45}$$

$$\hat{K}_{2XY}(kT_0)=\frac{1}{N-k-1}\sum_{i=1}^{N-k}[x(iT_0)-\hat{m}_X][y(iT_0+kT_0)-\hat{m}_Y]. \tag{8.46}$$

При $k=0$ формулы (8.43) и (8.44) выражают несмещенную оценку дисперсии случайного процесса $X(t)$:

$$\hat{K}_X(0)=\frac{1}{N-1}\sum_{i=1}^{N}[x(iT_0)-\hat{m}_X]^2.$$

Метод перемножения (цифровой вариант) предполагает дискретизацию времени и квантование по уровню. Вычислительные операции осуществляются согласно формулам:

$$\hat{K}_{1X}(kT_0)=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N-k}\mathring{x}_q(iT_0)\mathring{x}_q(iT_0+kT_0), \tag{8.47}$$

$$\hat{K}_{2X}(kT_0)=\frac{1}{N-k}\sum_{i=1}^{N-k}\mathring{x}_q(iT_0)\mathring{x}_q(iT_0+kT_0), \tag{8.48}$$

$$\hat{K}_{1XY}(kT_0)=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N-k}\mathring{x}_q(iT_0)\mathring{y}_q(iT_0+kT_0), \tag{8.49}$$

$$\hat{K}_{2XY}(kT_0)=\frac{1}{N-k}\sum_{i=1}^{N-k}\mathring{x}_q(iT_0)\mathring{y}_q(iT_0+kT_0), \tag{8.50}$$

где $\mathring{x}_q(iT_0)$ и $\mathring{y}_q(iT_0)$ — квантованные значения центрированных реализаций $x(t)$ и $y(t)$ в дискретные моменты времени.

Выражения (8.37)—(8.50) представляют среднеарифметические оценки и соответствующий им алгоритм усреднения предполагает вычисление среднего арифметического значения произведений $\mathring{X}(iT_0)\mathring{X}(iT_0+kT_0)$. В современных коррелометрах используется также алгоритм экспоненциального сглаживания, определяемый (8.11). Так как в данном случае усредняется случайная переменная $\mathring{X}(iT_0)\mathring{X}(kT_0)$, то применительно к измерению корреляционных функций (8.11) трансформируется в формулу

$$[\hat{K}_X(kT_0)]_s=[\hat{K}_X(kT_0)]_{s-1}+$$
$$+\frac{1}{F}\{\mathring{x}(sT_0)\mathring{x}(sT_0+kT_0)-[\hat{K}_X(kT_0)]_{s-1}\}, \tag{8.51}$$

где $[K_X(kT_0)]_s$ — оценка, представляющая результат усреднения s произведений, $[\hat{K}_X(kT_0)]_{s-1}$ — оценка среднего из $s-1$ произведений, $\mathring{x}(sT_0)\mathring{x}(sT_0+kT_0)$ — произведение s-й пары выборок при данном сдвиге kT_0, F — коэффициент сглаживания.

Цифровой коррелометр (рис. 8.13) выполняет операции по алгоритму, вытекающему из (8.47) или (8.49). При измерении взаимной корреляционной функции прибор работает следующим образом.

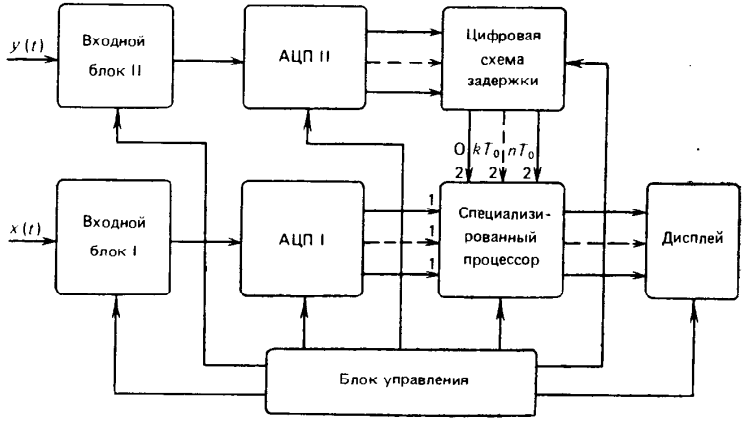


Рис. 8.13

В момент iT_0 поступления тактового импульса из контроллера на управляющий вход АЦПП напряжение $\mathring{x}(iT_0)$ преобразуется в соответствующее число h_i m-разрядного двоичного кода. Оно подается на первую группу входов процессора.

Аналого-цифровой преобразователь II в момент iT_0 преобразует напряжение реализации $\mathring{y}(t)$ в числовой эквивалент r_i. Это число поступает в схему задержки, состоящую из m регистров сдвига, каждый из которых состоит из n триггеров (по числу параллельно вычисляемых ординат взаимной корреляционной функции). В регистр подаются сдвигающие импульсы от тактового генератора, входящего в состав блока управления. С появлением каждого нового тактового импульса «единица» данного разряда числа r_i продвигается в соседний триггер. Так как сдвигающие импульсы повторяются через интервалы T_0, равные периоду следования импульсов тактового генератора, то появление сигнала на выходе k-го триггера регистра равносильно задержке на время kT_0. Максимальная продолжительность задержки составляет nT_0. Регулируя период T_0, можно изменять интервал задержки в широких пределах.

Число r_{i+k}, которое определяется состоянием триггеров одинаковых номеров (в данном случае номера k) во всех m регистрах, поступает через входы 2 в специализированный микропроцессорный блок, содержащий цифровые перемножители и усреднители. Там осуществляется перемножение чисел h_i и r_{i+k}. Произведение направляется в k-й канал усреднителя. Накопленное в этом канале за цикл измерения число, равное $\sum_{i=1}^{N}h_ir_{i+k}$, пропорционально оценке ординаты функции взаимной корреляции $K_{XY}(kT_0)$.

К концу цикла измерения соответствующие числа накапливаются во всех n каналах усреднителя. Дисплей индицирует значения ординат функции взаимной корреляции и отображает корреллограмму.

Интегральная технология позволяет строить разнообразные специализированные микропроцессоры, характеризующиеся высоким быстродействием, например матричные перемножители [6] и сверхбольшие интегральные микросхемы (СБИС), полностью выполняющие основные функции цифрового коррелометра [108].

Метод преобразования Фурье — косвенный, он предполагает двукратное быстрое преобразование Фурье (БПФ): сначала прямым преобразованием получают оценку спектра мощности исследуемого случайного процесса, а затем производят обратное преобразование, дающее оценку корреляционной функции.

Процедура вычисления оценки спектра мощности с применением прямого БПФ описана во многих источниках, например в [3, 23, 69]. Поэтому здесь она не приводится, а только кратко излагается общая методика нахождения оценки функции корреляции по вычисленной оценке спектра мощности с помощью БПФ.

Предварительно необходимо обратить внимание на то, что получаемая оценка представляет собой не обычную, а «циклическую» оценку функции корреляции вида

$$\hat{K}_X^{(\text{ц})}(kT_0)=\frac{N-k}{N}\{\hat{K}_X(kT_0)+\hat{K}_X[(N-1-k)T_0]\}, \qquad (8.52)$$

где $\hat{K}_X(kT_0)$ — оценка, определяемая по (8.48). Ординаты функции $\hat{K}_X[(N-1-k)T_0]$ при одинаковых значениях k равны ординатам функции $\hat{K}_X(kT_0)$.

Во избежание искажений при вычислении оценки корреляционной функции исходная последовательность числовых данных дополняется N нулями. Алгоритм получения оценки функции корреляции на основе применения БПФ включает следующие операции (предполагается, что общее число выборок $N=2^p$):

1) исходная последовательность $x(iT_0)$, где $i=0, 1, 2, ..., N-1$, дополняется N нулями. Образующаяся новая последовательность состоит из $2N$ членов;

2) с помощью БПФ рассчитываются $2N$ значений коэффициентов $S(l)$ по методике, изложенной в § 7.7 [обозначенный в (7.29)—(7.35) буквой k аргумент здесь заменен буквой l, чтобы отличать его от аргумента kT_0 выражения корреляционной функции $K_X(kT_0)$];

3) вычисляются первичные оценки спектральной плотности согласно формуле

$$G_l=2T_0|S(l)|^2/N, \qquad (8.53)$$

где $T_0=T/N$ — шаг дискретизации;

4) находится обратное БПФ последовательности G_l; полученные значения умножаются на множитель $N/(N-k)$, в результате чего получаются значения оценок $\hat{K}(kT_0)$, где $k=0, 1, 2, ..., 2N-1$;

5) отбрасываются значения $\hat{K}(kT_0)$, соответствующие $k=N, N-1, ..., 2N-1$ с тем, чтобы остались только оценки $\hat{K}_X(kT_0)$ для $k=0, 1, 2, ..., N-1$.

Алгоритм БПФ успешно реализуется лишь для сравнительно низкочастотных процессов (верхняя граничная частота примерно 10 МГц). Когда же исследуются спектры высокочастотных процессов, у которых ширина полосы частот достигает десятков и сотен мегагерц, техническая реализация БПФ наталкивается на серьезные трудности.

При обращении к методу двукратного преобразования Фурье необходимо строго учитывать сущность и условие решаемой задачи, требования к оценке корреляционной функции, граничные частоты спектра мощности исследуемого случайного процесса, допустимость использования метода, возможные погрешности измерений.

Методы, основанные на измерении функций знаковой корреляции, представляют собой эффективные методы измерения корреляционной (взаимной корреляционной) функции. Они позволяют получать простые аппаратурные решения, базируются на использовании знаковых функций корреляции. Свойства последних и методы их измерений рассмотрены в [48]. Там же излагаются соответствующие методы измерения корреляционных функций, описываются основные аппаратурные решения и рассматриваются погрешности измерений.

Статистические погрешности измерения. Как уже отмечалось, эти погрешности обусловлены конечной продолжительностью измерения или конечным числом выборок и дискретизацией времени. Подобный анализ погрешностей содержится в [48]. Здесь приведем лишь формулы, относящиеся к измерению методами перемножения с дискретизацией времени при стационарной эргодической модели случайного процесса $X(t)$.

Корреляционную функцию можно измерять, применяя некоррелированные (слабо коррелированные) парные выборки. Каждые две выборки, образующие пару $\mathring{X}(t_i)$ и $\mathring{X}(t_i+kT_0)$, разделены интервалом kT_0, т. е. тем значением аргумента, при котором определяется данное значение функции $K_X(kT_0)$. Интервалы же между парами выборок $T_в$ выбираются так, что пары оказываются слабо коррелированными. Число парных выборок N, интервал $T_в$ между парами и продолжительность измерения (длина реализации) T связаны зависимостью (при $N\gg 1$)

$$N=T/T_в. \qquad (8.54)$$

Относительная среднеквадратическая погрешность измерения корреляционной функции, определяемая из соотношения

$$\delta[K_X(kT_0)]=\sqrt{D[\hat{K}_X(kT_0)]}/K_X(kT_0),$$

зависит от числа выборок N.

Теоретическая формула относительной среднеквадратической погрешности измерения согласно алгоритму (8.37) при некоррелированных парах выборок имеет вид

$$\delta_т[K_X(kT_0)]=\sqrt{\frac{1}{N}\left[\frac{1}{\rho_X^2(kT_0)}+1+\frac{K_X^{(4)}(kT_0, 0, kT_0)}{D_X^2\rho_X^2(kT_0)}\right]}, \qquad (8.55)$$

где $\rho_X(kT_0)$ — значение нормированной корреляционной функции при сдвиге kT_0, $K^{(4)}X(kT_0, 0, kT_0)$ — корреляционная функция четвертого порядка, D_X — дисперсия случайного процесса $X(t)$.

Ей соответствует теоретическая формула приведенной погрешности:

$$\delta_{т.пр}[K_X(kT_0)]=\frac{\sqrt{D[\hat{K}_X(kT_0)]}}{K_X(0)}=$$

$$=\sqrt{\frac{1}{N}\left[1+\rho_X^2(kT_0)+\frac{K_X^{(4)}(kT_0, 0, kT_0)}{D_X^2}\right]}. \qquad (8.56)$$

Заметим, что для начальной ординаты корреляционной функции подстановка в (8.55) значения $kT_0=0$ дает

$$\delta_т[K_X(0)]=\sqrt{(1/N)[2+K^{(4)}_X(0,\ 0,\ 0)/D^2_X]}.$$

Принимая во внимание, что $K_X(0)=D_X$ и $K^{(4)}_X(0,0,0)/D^2_X=\gamma_e$, где γ_e — коэффициент эксцесса случайного процесса $X(t)$, получаем выражение $\delta_т[D_X]=\sqrt{(2+\gamma_e)/N}$, совпадающее с (8.18).

Формулы (8.55) и (8.56) — теоретические, в них входит значение корреляционной функции четвертого порядка $K^{(4)}_X(kT_0, 0, kT_0)$. Поскольку обобщенное выражение последней отсутствует, то (8.55) и (8.56) можно использовать в тех частных случаях, когда либо имеется модель $K^{(4)}_X(kT_0,\ 0,\ kT_0)$, либо случайный процесс $X(t)$ — пауссовский [тогда $K^{(4)}_X(kT_0,\ 0,\ kT_0)=0$].

Для практических расчетов относительной среднеквадратической погрешности измерения корреляционных функций как пауссовских, так и непауссовских процессов удобна рабочая формула

$$\delta[K_X(kT_0)]=\sqrt{\frac{1}{N}\left[\frac{1}{\rho^2_X(kT_0)}+1+\gamma_e\right]}, \qquad (8.57)$$

поскольку в реальных условиях корреляционного анализа экспериментатор часто располагает априорной информацией о виде одномерного распределения вероятностей исследуемого процесса. Кроме того, эта формула позволяет определить соотношение погрешностей при различных законах распределения.

Из (8.57) следует, что приведенная погрешность

$$\delta_{пр}[K_X(kT_0)]=\sqrt{\frac{1}{N}[1+\rho^2_X(kT_0)+\gamma_e\rho^2_X(kT_0)]}. \qquad (8.58)$$

Сопоставляя (8.58) и (8.56), несложно установить, что при $kT_0=0$, когда $\rho_X(0)=1$ и $K^{(4)}_X(0,0,0)=\gamma_eD^2_X$, а также при $kT_0=\infty$, когда $\rho_X(\infty)=0$ и $K^{(4)}_X(\infty,\ 0,\ \infty)=0$, обе формулы дают соответственно одинаковые результаты (число N одно и то же):

$$\delta_{т.пр}[K_X(0)]=\delta_{пр}[K_X(0)]=\sqrt{(\gamma_e+2)/N} \quad и$$

$$\delta_{т.пр}[K_X(\infty)]=\delta_{пр}[K_X(\infty)]=1/\sqrt{N}.$$

Анализ, проведенный в [48, 51—54], показал, что рабочие формулы (8.57) и (8.58), не требующие знания корреляционной функции четвертого порядка, дают оценку погрешностей измерения с вполне приемлемой точностью.

Для практических расчетов относительной среднеквадратической погрешности измерения взаимной корреляционной функции $K_{XY}(kT_0)$ случайных процессов $X(t)$ и $Y(t)$ при N некоррелированных парах выборок удобна рабочая формула

$$\delta[K_{XY}(kK_0)]=\sqrt{\frac{1}{N}\left[\frac{1}{\rho^2_{XY}(kT_0)}-1+\sqrt{(\gamma_{eX}+2)(\gamma_{eY}+2)}\right]}, \qquad (8.59)$$

где $\rho_{XY}(kT_0)$ — нормированная взаимная корреляционная функция, γ_{eX} и γ_{eY} — коэффициенты эксцесса случайных процессов $X(t)$ и $Y(t)$ соответственно.

8.8. АНАЛИЗ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕРОЯТНОСТЕЙ

Основные определения. При анализе распределения вероятностей случайного процесса $X(t)$ используют главным образом две характеристики: функцию распределения и плотность распределения. Приведем их математические определения.

Функция распределения

$$F(x,\ t_1)=P[X(t_1)<x],$$

где P — символ вероятности.

Плотность распределения

$$w(x,\ t_1)=\frac{\partial F(x,\ t_1)}{\partial x}.$$

Для последней с точностью до бесконечно малой величины высшего порядка справедливо равенство

$$w(x_1,\ t_1)dx=P[x\leqslant X(t_1)<x+dx].$$

Если исследуемый случайный процесс стационарный и эргодический по отношению к законам распределения вероятностей, то последние можно определить по одной реализации процесса (теоретически — бесконечной длительности). При этом функция распределения характеризуется относительным временем пребывания значений реализации ниже заданного уровня x:

$$F(x)=\lim_{\substack{T\to\infty\\ n\to\infty}}\frac{1}{T}\sum_{i=1}^{n}\tau_i,$$

где τ_i — i-й интервал времени пребывания. Плотность распределения

$$w(x)=\lim_{\substack{T\to\infty\\ n\to\infty\\ \Delta x\to 0}}\frac{1}{T\,\Delta x}\sum_{i=1}^{n}\Delta t_i,$$

где Δx — ширина «дифференциального коридора», т. е. расстояние между соседними уровнями x_k и x_{k+1}, а Δt_i—i-й интервал времени пребывания реализации между уровнями x_k и x_{k+1}.

Метод дискретных выборок. При определении функции распределения идея метода заключается в том, что напряжение реализации $x(t)$ исследуемого процесса $X(t)$ сравнивается в дискретных точках, разделенных интервалами T_0, с фиксированным напряжением, соответствующим одному из уровней анализа x, и по отношению числа случаев, когда $x(t)<x$, к общему числу N выборок судят о значении $F(x)=P[X(t)<x]$. Моменты сравнения

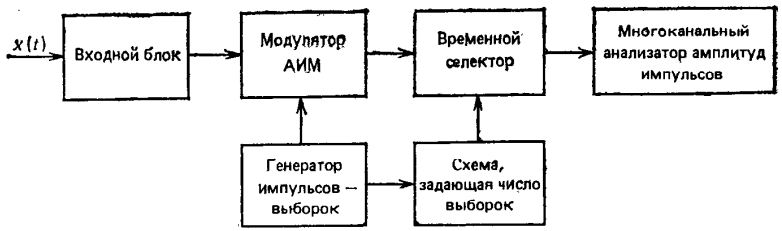


Рис. 8.14

задаются стробирующими импульсами с периодом следования T_0, иначе называемыми импульсами опроса.

Отношение числа случаев d, когда исследуемое напряжение $x(t)$ за время измерения T превосходит уровень анализа x, к числу выборок N (при условии, что N достаточно велико) служит оценкой функции

$$F_1(x)=P[X(t)\geqslant x],$$

с которой функция распределения $F(x)=P[X(t)<x]$ связана очевидным соотношением $F(x)=1-F_1(x)$.

Для определения значений плотности распределения подсчитывают число выборок, при которых напряжение $x(t)$ оказывается в интервале уровней Δx, т. е. выполняется одно из следующих условий: $x\leqslant X(t)<x+\Delta x$ или $x-\Delta x/2\leqslant X(t)<x+\Delta x/2$.

Одним из эффективных и сравнительно легко выполнимых измерителей распределения вероятностей является анализатор, построенный по структурной схеме на рис. 8.14. Его основными узлами служат преобразователь напряжения исследуемой реализации в периодическую последовательность АИМ сигналов и стандартный многоканальный анализатор распределения амплитуд импульсов.

В современной технике статистического анализа наиболее широко применяются цифровые анализаторы, для которых характерно аналого-цифровое преобразование исследуемой реализации и сравнение числового эквивалента ее значения в момент выборки с уровнем анализа, представленным в цифровой форме. Подобное сравнение можно осуществить, применив цифровой дискриминатор [47]. Анализатор работает по методу дискретных выборок.

При каждой выборке, задаваемой импульсом генератора, АЦП преобразует напряжение исследуемой реализации $x(t)$ в импульсы, число m_j которых пропорционально значению реализации в момент t_j выборки, т. е. $m_j=cx(t_j)$. Эти импульсы поступают на основной вход цифрового дискриминатора. В последний заранее введено число $q=cx_1$ (x_1 — данный уровень анализа). Если при j-й выборке выполняется условие $m_j>q$, означающее, что наступило событие $X(t)>x_1$, то на выходе дискриминатора появляется импульс, фиксируемый счетчиком. Отношение числа d импульсов, зарегистрированных счетчиком, к общему числу N выборок при достаточно большом N служит оценкой функции $F_1(x)=P[X(t)>x_1]$.

При анализе плотности распределения $w(x)$ ширина дифференциального коридора Δx задается числом $a=c\Delta x$. Счетчик фиксирует количество случаев r наступления события $q-a/2\leqslant m_j\leqslant q+a/2$. Оценка плотности распределения находится по формуле

$$\hat{w}(x)=(1/\Delta x)(r/N).$$

Общее число выборок N (продолжительность анализа T) задается блоком управления.

Для выполнения измерений при n уровнях анализа можно применить специализированный цифровой дискриминатор [57], схема которого изображена на рис. 8.15. Работает он следующим образом.

Устанавливается некоторый уровень анализа x_0 (называемый начальным). Добавление к начальному уровню приращения Δx (которое может варьироваться) дает первый уровень анализа $x_1=x_0+\Delta x$. Соответственно j-й уровень анализа $x_j=x_0+j\Delta x$. В цифровой форме уровню x_0 соответствует число q_0, уровню x_j — число q_i, а приращению Δx — число $a=2^h$, где $h=0, 1, 2, \ldots$

Импульс от генератора выборок поступает на вход 1 дискриминатора. При этом в пересчетную схему вводится число, задающее порог, и одновременно триггер T_0 устанавливается в нулевое состояние. Указанное число зависит от положений переключателей $П_1, \ldots, П_n$. Когда подвижные контакты переключателей замкнуты на неподвижные контакты, соединенные с s-ми входами R—S-триггеров пересчетной схемы, в последней фиксируется число, соответствующее минимально возможному начальному уровню.

Число a, задающее значение приращения Δx, зависит от положения дополнительного переключателя $П_{доп}$. С помощью последнего K-входы JKV-триггеров $T_1, \ldots, T_n$ подключаются к выходу h-го триггера пересчетной схемы, т. е. $a=2^h$.

Для установки наибольшего начального уровня необходимо перевести подвижные контакты переключателей $П_1, \ldots, П_n$ в про-

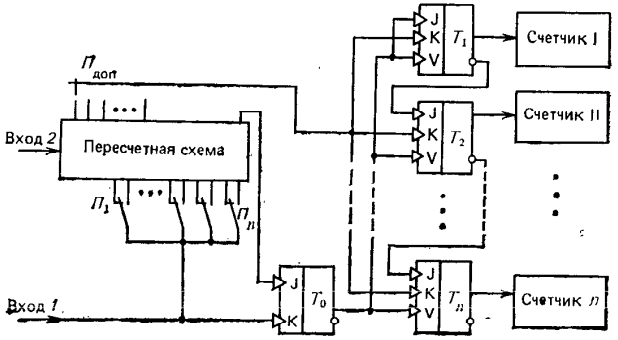


Рис. 8.15

тивоположные положения. Комбинируя положения подвижных контактов переключателей, можно изменять числа, задающие начальный уровень анализа, от 0 до 2^g (g — число триггеров в пересчетной схеме) с минимальной дискретностью 1.

На вход *2* дискриминатора поступают пакеты импульсов из АЦП. Число m_1 импульсов в первом пакете пропорционально значению напряжения исследуемой реализации в момент первой выборки. В пересчетной схеме это число сравнивается с числом q, задающим начальный уровень анализа. Если $m_1 > q$, то после поступления в пересчетную схему $E - q$ импульсов (E — емкость этой схемы), на ее выходе появляется импульс переполнения, переводящий триггер T_1 в единичное состояние. При этом на V-входы триггеров $T_2, \ldots, T_n$ подается разрешающий потенциал, а триггер T_1 устанавливается в состояние 1. На его единичном выходе возникает перепад напряжения, означающий, что исследуемая реализация превысила заданный порог анализа. Это событие фиксирует счетчик превышений I, вход которого подключен к выходу триггера T_1. Если число $m_1 = q + a$, то на выходе h-го триггера пересчетной схемы возникает перепад напряжения, который возвращает триггер T_1, установленный перед счетчиком I, в нулевое состояние. В результате на инвертирующем выходе этого триггера образуется перепад напряжения, перебрасывающий в состояние 1 триггер T_2. Тогда на единичном выходе этого триггера появляется перепад напряжения, фиксируемый счетчиком превышений II.

Когда число $m_1 = q + 2a$, то на выходе h-го триггера пересчетной схемы еще раз появится перепад напряжения, следствием чего будет перепад напряжения на первом выходе триггера T_3 (на рис. 8.15 не показан). При условии $m_1 = q + 3a$ перепад напряжений будет зафиксирован в счетчике превышений III (отсутствующем на рис. 8.15).

При последующих выборках процесс протекает аналогично. После N выборок показания счетчиков, подключенных к выходам триггеров $T_1, \ldots, T_n$, соответствуют числам превышений соответствующих уровней анализа.

Микропроцессорный измеритель. Хотя схемы цифровых приборов для измерения характеристик распределения вероятностей сравнительно просты, не вызывает сомнений целесообразность построения измерителя на основе микропроцессорной системы. Она не только расширяет возможности прибора, но и накладывает определенные ограничения на условия его применения (подробнее см. § 8.9).

Структурная схема микропроцессорного измерителя характеристик распределения вероятностей случайного процесса практически аналогична структурной схеме цифрового вольтметра, приведенной на рис. 5.20. Работа рассматриваемого измерителя заключается в следующем.

Напряжение реализации $x(t)$ стационарного и эргодического (по отношению к распределению вероятностей) случайного процесса $X(t)$ поступает через входной блок на АЦП, преобразующий значение напряжения $x(t_i)$ в момент i-й выборки (запуска АЦП) в числовой эквивалент m_i. Количество уровней квантования 2^n, определяемое характеристикой АЦП, задает количество уровней анализа, а шаг квантования — ширину дифференциального коридора. Полученное число m_i сравнивается с хранимыми в памяти микропроцессорной системы константами q, соответствующими уровням анализа. Если выполняется условие $q_k \leqslant m_i < q_{k+1}$, то это означает, что значение напряжения реализации $x(iT_0)$ относится к k-му дифференциальному коридору, а в ячейке памяти, адрес которой соответствует номеру k, записывается единица. После истечения N выборок в n ячейках памяти накоплены числа, представляющие собой частости. По этим данным микропроцессор вычисляет значения плотности распределения вероятностей. Результаты вычислений отображаются дисплеем в цифровой форме или в виде графика.

Погрешности измерений. Статистические погрешности определения функции и плотности распределения вероятностей обусловлены ограниченным числом N выборок (конечной длительностью интервала анализа T). Они также зависят от числа уровней анализа и ширины дифференциального коридора.

При использовании метода дискретных выборок относительную среднеквадратическую случайную погрешность измерения функции $F_1(x)$ некоррелированными выборками оценивают по формуле

$$\delta_{F_1} = \sqrt{\frac{1}{N}\,\frac{1 - F_1(x)}{F_1(x)}},$$

где N — число некоррелированных выборок.

Измеряя плотность распределения вероятностей некоррелированными выборками, относительную среднеквадратическую случайную погрешность находят из выражения

$$\delta_w = \sqrt{\frac{1}{N}\,\frac{(1/\Delta x) - w(x)}{w(x)}}. \qquad (8.60)$$

При малой вероятности попадания выборки в дифференциальный коридор Δx, т. е. когда $w(x) \ll 1/\Delta x$,

$$\delta_w = \sqrt{1/N w(x)\,\Delta x}.$$

Ширину дифференциального коридора целесообразно выбирать, учитывая два вида составляющих относительных погрешностей измерений: систематическую и случайную. Первая составляющая погрешности — это относительное смещение оценки, а вторая — корень квадратный из относительной дисперсии оценки плотности распределения вероятностей $w(x)$, т. е. квадрат относительной погрешности, определяемой из (8.60).

Смещение оценки обусловлено конечной шириной дифференциального коридора Δx и растет с ее увеличением.

Формула относительной погрешности смещения, выраженная через нормированные значения уровня анализа $x/\sigma_X = x_n$, диффе-

ренциального коридора $\Delta x_н = \Delta x/\sigma_X$ и плотности распределения $\varphi(x_н) = \varphi(x/\sigma_X) = \sigma_X w(x)$, записывается в форме

$$\delta_{сист} = \left[F\left(x_н + \frac{\Delta x_н}{2}\right) - F\left(x_н - \frac{\Delta x_н}{2}\right)\right] \Big/ \Delta x_н \varphi(x_н) - 1,$$

где $F(x_н)$ — табличная функция распределения вероятностей.

Вторая составляющая погрешности — корень квадратный из относительной дисперсии оценки $w(x)$ при измерении дискретными некоррелированными выборками — определяется из выражения (8.60), которое после перехода к нормированным величинам принимает вид:

$$\delta_{сл} = \sqrt{1/N \Delta x_н \varphi(x_н) - 1/N}.$$

Поскольку зависимости погрешностей $\delta_{сист}$ и $\delta_{сл}$ от ширины коридора $\Delta x_н$ взаимно противоположны, то при соизмеримых значениях $\delta_{сист}$ и $\delta_{сл}$ возникает задача отыскания оптимальной (в смысле минимума суммарной среднеквадратической погрешности) ширины коридора. Если число выборок N фиксировано, то такой оптимум существует:

$$(\Delta x_н)_{opt} = \sqrt[5]{144 \varphi(x_н)/N [\varphi''(x_н)]^2}.$$

Графики, иллюстрирующие зависимость суммарной погрешности от нормированной ширины коридора при различных N, можно найти в [47].

8.9. ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОПРОЦЕССОРОВ В СРЕДСТВАХ ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

Микропроцессорные системы находят все более широкое применение в измерителях вероятностных (статистических) характеристик. Иногда роль такой системы ограничена функцией управления взаимодействием блоков и узлов средства измерения, но во многих приборах микропроцессорная система решает совокупность прямых задач, создает дополнительные возможности.

Встроенная микропроцессорная система при относительно простой схеме позволяет выполнять универсальные многофункциональные измерители. Эти приборы могут измерять совокупность характеристик — малую и большую, а также вычислять и анализировать погрешности измерения (аппаратурные и статистические), выполнять вторичную обработку, т. е. обработку данных, полученных в результате измерения (например, построение и анализ гистограммы), проводить проверку гипотезы о виде распределения по критериям согласия и т. п., осуществлять предсказание развития процесса.

Упрощается задача анализа нестационарных случайных процессов, нестационарных по математическому ожиданию и дисперсии.

Важной особенностью приборов, выполняемых на основе микропроцессорной системы, является возможность сравнения статистической характеристики, найденной в итоге измерения, с «образцовой» характеристикой, хранимой в памяти системы. Эта возможность повышает эффективность диагностических процедур. Микропроцессорная система позволяет осуществить сжатие информации о характеристике: выбрать наиболее информативную ординату, заменить характеристику соответствующей ей кодовой комбинацией. Расширяются возможности моделирования сигналов с заданными вероятностными характеристиками.

В измерителях вероятностных характеристик все шире используются специализированные микропроцессоры: перемножители, корреляторы, БИС, осуществляющие БПФ, и др.

При построении измерителей характеристик случайных процессов на основе микропроцессорной системы следует учитывать условия применения подобных измерителей, ограничения, накладываемые рядом обстоятельств, а также решать специфические схемно-конструктивные задачи.

Прежде всего требуется четко ответить на вопрос: обязательна ли работа прибора в реальном масштабе времени. При положительном ответе необходимо иметь в виду, что частотный диапазон, в котором возможен аппаратурный анализ случайных процессов, ограничивается быстродействием микропроцессорных систем. Для процессов со сравнительно низким значением верхней граничной частоты спектра мощности (сотни герц, единицы и десятки килогерц) вполне осуществимо формирование оценок ряда вероятностных характеристик в реальном масштабе времени.

Если работа измерителя в реальном масштабе времени не обязательна, то помимо снижения требования к быстродействию прибора создаются предпосылки организовать обработку информации по одному из двух направлений:

найти (вычислить) одномерную и двумерную плотности распределения вероятностей, зафиксировать их в памяти микропроцессорной системы и в дальнейшем, по мере необходимости, вычислять широкий круг характеристик (среднее значение, дисперсию, моменты высших порядков, условные характеристики и т. д.);

записать в память значения реализации исследуемого случайного процесса и потом проводить обработку по выбранному алгоритму.

Пристального внимания требует разработка алгоритмов измерения. Не все традиционные алгоритмы подходят для использования в микропроцессорном измерителе. Иногда необходимо соответствующим образом модифицировать алгоритм или создавать принципиально новый с учетом применения микропроцессорной системы.

К схемно-конструктивным задачам, решаемым в процессе разработки измерителя, относятся:

выбор типа универсального микропроцессора;

определение соотношения между аппаратной измерительной частью, выполняемой по схемам с жесткой логикой, и аппаратной частью микропроцессорной системы, т. е. решение вопроса о том, какие функции будут выполняться системой. Так, среднеквадра-

тическое значение напряжения реализации можно находить двумя путями: преобразованием значений напряжения в числовые эквиваленты и последующим вычислением среднеквадратического значения с помощью микропроцессорной системы или применением аналогового квадратичного измерительного преобразователя, образующего, например, квадрат среднеквадратического значения входного напряжения, и извлечением корня квадратного вычислительным путем. Иногда функция микропроцессорной системы ограничена управлением;

рациональность и степень применения специализированных микропроцессоров, их номенклатура (например, БИС матричных перемножителей или квадраторов, БИС, осуществляющих БПФ, и т. д.);

эффективность сочетания универсального и специализированных микропроцессоров;

определение соотношения между аппаратной и программной частями всего измерителя;

программное обеспечение, во многом специфичное для измерителей вероятностных характеристик; расчет требуемого объема памяти.

Уже выпускаются микропроцессорные измерители характеристик случайных процессов, работающие в реальном масштабе времени и обладающие широкими возможностями. Они могут определять характеристики и во временной, и в частотной области при исследовании динамической системы, допускают хранение в памяти всех исходных данных, что позволяет повторно формировать оценки характеристик. Измеритель можно подключать к интерфейсной шине, и это расширяет его возможности, в частности делает прибор дистанционно управляемым (см. § 12.4).

В качестве примера прибора, содержащего микропроцессорную систему, рассмотрим измеритель средней мощности стационарного и эргодического (по отношению к дисперсии) случайного процесса [44]. В основе метода измерения лежит время-импульсное аналого-цифровое преобразование, применяемое при измерении напряжения. Компенсирующее напряжение представляет собой линейно-нарастающее ступенчатое напряжение, формируемое с помощью ЦАП. Структурная схема прибора изображена на рис. 8.16. Основное отличие ее от известных заключается в нетрадиционном включении ЦАП.

Измерительная процедура сводится к следующему. На входы ЦАП последовательно подаются числа от 0 до 2^m-1, где m — количество разрядов ЦАП. В момент равенства напряжения реализации случайного процесса и компенсирующего напряжения число p_i, имеющееся в этот момент на входе ЦАП, возводится в квадрат и результат фиксируется. По истечении N выборок накапливается N квадратов чисел p_i. После усреднения накопленного массива чисел p^2_i получается числовой эквивалент средней мощности случайного процесса. При традиционном включении ЦАП числа на его входы поступают с шины данных, а управление

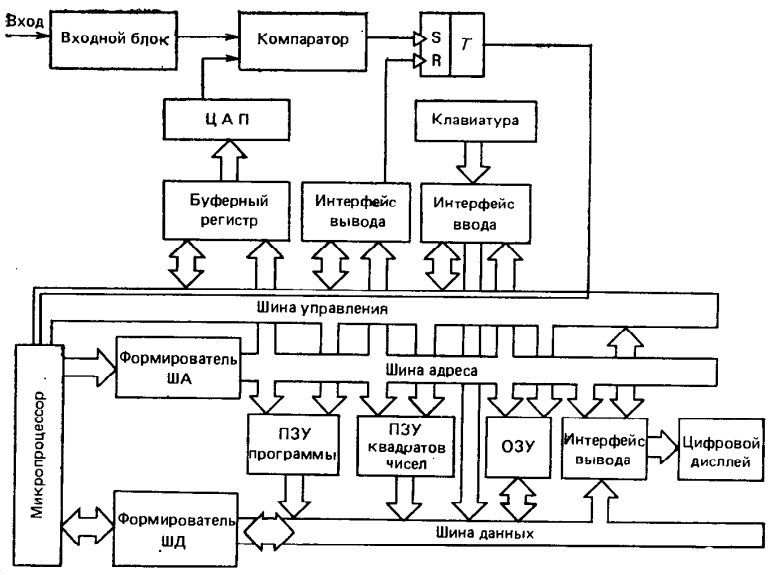


Рис. 8.16

преобразователем осуществляется сигналами с адресной шины, например командами обращения к внешнему устройству. Однако при таком схемном решении продолжительность обработки, включающей генерацию чисел p_i, фиксацию момента сравнения, возведение чисел p_i в квадрат микропроцессором, суммирование их и деление на число выборок N, оказывается значительной. Кроме того, к интервалу времени, необходимому для преобразования сигнала и сравнения его со значением $x(t_i)$, добавляется интервал времени, требуемый на выполнение программы, причем второй интервал может быть на порядок больше первого.

Особенность рассматриваемого схемного решения заключается в том, что на цифровые входы ЦАП подаются числа с адресной шины системы. В соответствии с программой на адресной шине последовательно устанавливаются двоичные числа p_i, которые одновременно подаются на цифровые входы ЦАП и адресный вход ПЗУ, содержащего последовательность квадратов чисел p_i. Таким образом, число p_i, поступающее на цифровые входы ЦАП, указывает адрес ячейки ПЗУ, в которой хранится число p^2_i. Увеличению числа p_i на единицу соответствует нарастание на одну ступеньку выходного напряжения ЦАП. Это продолжается до совпадения значений напряжения ЦАП и напряжения реализации $x(t_i)$. В момент t_i срабатывает триггер T и переводит микропроцессорную систему в режим обслуживания прерывания. С шины данных считывается число, представляющее собой p^2_i, и засылается в па-

мять. По окончании программы прерывания возобновляется основной (прерванный) ход программы измерения. От значения p_i, которое хранится в адресном регистре, продолжается нарастание значений числа и соответственно увеличивается выходное напряжение ЦАП до его максимального значения. При очередном равенстве выходного напряжения ЦАП и напряжения реализации $x(t_j)$ число p^2_j суммируется с числом p^2_i и т. д. После осуществления выборок вызывается подпрограмма деления на число выборок N. Полученный результат $\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} p_i^2 = \hat{P}_X$, представляющий оценку средней мощности, выводится на цифровой дисплей.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ КОМПОНЕНТОВ ЦЕПЕЙ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПОСТОЯННЫМИ И ХАРАКТЕРИСТИК СВЧ ТРАКТОВ

9.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В связи с применением микросхем в современной аппаратуре объем измерений параметров компонентов цепей с сосредоточенными постоянными заметно сократился. Тем не менее необходимость измерения сопротивления резистора, емкости конденсатора, индуктивности катушки, добротности колебательного контура при разработке, производстве, эксплуатации электронных и радиотехнических устройств достаточно велика. Подобные измерения проводятся в самых разнообразных условиях — от радиолюбительской практики до производственного контроля. Это предопределяет многообразие используемых методов и средств измерений. Следует подчеркнуть, что и в данную область измерительной техники внедрены микропроцессорные системы, существенно улучшившие свойства средств измерений.

С распространением микросхемотехники ничуть не уменьшилась (наоборот, возросла) роль панорамных измерителей, позво-

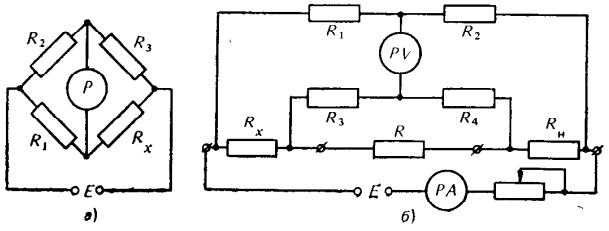


Рис. 9.1

ляющих визуально наблюдать определенные характеристики двухполюсников и четырехполюсников в широком диапазоне частот или получать дискретные значения характеристики в цифровой форме. Наиболее эффективные приборы этого вида — микропроцессорные измерители амплитудно-частотных характеристик.

Разнообразен арсенал средств и для измерения параметров и характеристик СВЧ трактов: коэффициента стоячей волны, коэффициента отражения, полного сопротивления нагрузки. Наряду с традиционными средствами — измерительной линией и простым рефлектометром, снабженным измерителем отношений, применяются микропроцессорные панорамные измерители, обладающие широкими функциональными возможностями.

9.2. МОСТОВЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЯ РЕЗИСТОРА, ЕМКОСТИ КОНДЕНСАТОРА, ИНДУКТИВНОСТИ КАТУШКИ

Мосты постоянного тока. Применяемые для измерения сопротивлений резисторов мосты постоянного тока делятся на одинарные и двойные.

Одинарный мост — это четырехплечная мостовая схема, питаемая напряжением постоянного тока (рис. 9.1,*а*). Три плеча моста образуют резисторы высокой точности (R_1, R_2, R_3), четвертым плечом служит резистор, сопротивление которого надлежит измерить (R_x). К одной диагонали моста подводится напряжение питания, во вторую включен индикатор баланса моста. Из условия баланса $R_1R_3=R_2R_x$, фиксируемого по нулевому показанию индикатора, следует, что $R_x=(R_1/R_2)R_3$.

Изменяя отношение R_1/R_2, можно переходить от одного поддиапазона к другому, для плавной регулировки применяют резистор переменного сопротивления (R_3).

При измерении малых сопротивлений (менее 1 Ом) возможны существенные погрешности, обусловленные влиянием сопротивлений контактов и соединительных проводов. Для его ослабления принимают конструктивные меры. С целью повышения чувствительности применяют схему двойного моста (рис. 9.1,*б*), условие баланса которого характеризуется уравнением

$$R_x=R_нR_1/R_2+[R_4R/(R_1+R_2+R_3)](R_1/R_2-R_3/R_4).$$

Если выполняется соотношение $R_1/R_2=R_3/R_4$, то второй член правой части обращается в нуль и тогда

$$R_x=(R_1/R_2)R_н.$$

Мосты переменного тока. Эти мостовые схемы используют для измерения емкости и угла потерь конденсатора, а также индуктивности катушки и ее добротности. В общем случае плечами такой схемы служат четыре комплексных сопротивления: Z_1, Z_2, Z_3, Z_4. К одной диагонали подводится питающее мост напряжение переменного тока, во вторую включается индикатор баланса моста (стрелочный прибор, осциллограф и т. п.).

Условие баланса моста, когда противоположные плечи образуют Z_1 и Z_3, а также Z_2 и Z_4, имеет вид

$$Z_1Z_3=Z_2Z_4.$$

Так как $Z_k=z_k\exp(j\varphi_k)$, где z_k — модули полных сопротивлений плеч, а φ_k — фазовые сдвиги между током и напряжением в соответствующих плечах, то написанное условие баланса мостовой схемы распадается на два условия:

$$z_1z_3=z_2z_4,$$

$$\varphi_1+\varphi_3=\varphi_2+\varphi_4.$$

Для достижения баланса моста необходимо выполнить оба условия.

Конденсатор, емкость C_x которого подлежит измерению, или катушка, у которой измеряется индуктивность L_x, вообще говоря, могут быть включены в любое плечо моста. Однако после выбора плеча расположение образцового компонента определенного вида уже задано однозначно.

С позиции аппаратурного осуществления мостовой схемы рационально использовать в качестве образцовых компонентов конденсатор переменной емкости $C_{обр}$ и резистор $R_{обр}$. При таком решении мостовая схема для измерения емкости конденсатора C_x и сопротивления его потерь r_x может иметь несколько разновидностей. Одна из них показана на рис. 9.2,*а*. Такой мост называют однородным (реактивности одного рода). Балансировка моста осуществляется с помощью двух образцовых компонентов: конденсатора переменной емкости $C_{обр}$ и резистора переменного сопротивления $R_{обр}$. Когда мост полностью сбалансирован, то имеют место следующие соотношения:

$$C_x=C_{обр}(R_4/R_1) \text{ и } r_x=R_{обр}(R_1/R_4).$$

Тангенс угла потерь конденсатора вычисляется по формуле

$$\operatorname{tg}\delta=\omega C_{обр}R_{обр}.$$

Индуктивность катушки измеряют в разнородной мостовой схеме, изображенной на рис. 9.2,*б*. Если мост полностью сбалансирован, то справедливы формулы, из которых определяются значения L_x и r_x:

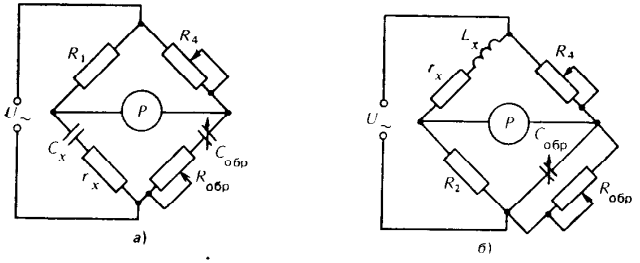


Рис. 9.2

$$L_x=C_{обр}R_2R_4 \text{ и } r_x=R_2R_4/R_{обр}.$$

Добротность катушки

$$Q_L=\omega C_{обр}R_{обр}.$$

9.3. РЕЗОНАНСНЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЛИНЕЙНЫХ КОМПОНЕНТОВ

Резонансные методы основаны на использовании физических явлений в колебательных контурах и *LC*-генераторах. Эти методы могут быть разделены на контурные и генераторные.

В резонансных контурах и генераторах существуют зависимости между емкостью, индуктивностью и частотой, а также между активными параметрами контуров и соответствующими токами и напряжениями. Использование подобных зависимостей позволяет осуществить измерения различных параметров элементов контура.

Применяются резонансные методы только в области высоких частот, так как на низких частотах резонансные явления выражены менее резко, вследствие чего точность измерений получается недостаточной для практических целей. Резонансные методы позволяют измерять значения емкостей и индуктивностей такого порядка, какие имеют место в высокочастотных контурах.

Контурные методы. При измерении емкости конденсатора и индуктивности катушки контурным методом используется известная зависимость резонансной частоты контура от его параметров:

$$f_0=1/2\pi\sqrt{LC}.$$

Этот метод реализуется в схеме, изображенной на рис. 9.3. Контур составляют из испытуемого и образцового компонентов. В случае измерения емкости конденсатора ее определяют из выражения:

$$C_x=2{,}53\cdot10^{10}/f^2_0L_{обр},$$

где C_x — измеряемая емкость в пикофарадах; $L_{обр}$ — образцовая индуктивность в микрогенри; f_0 — резонансная частота в килогерцах.

Индикатором резонанса служит электронный вольтметр. Настройка контура в резонанс при $L_{обр}=\text{const}$ осуществляется изменением частоты генератора, слабо связанного с контуром, до максимального отклонения стрелки электронного вольтметра.

Измеряя индуктивность катушки, пользуются соотношением

$$L_x=2{,}53\cdot10^{10}/f^2_0C_{обр},$$

где L_x — измеряемая индуктивность в микрогенри; f_0 — частота в килогерцах; $C_{обр}$ — образцовая емкость в пикофарадах. Значение $C_{обр}$ стремятся выбрать так, чтобы измерения L_x проводились на рабочей (заданной) частоте.

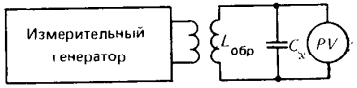


Рис. 9.3

Настраивать контур можно изменением частоты, а при наличии образцового конденсатора переменной емкости — изменением емкости $C_{обр}$.

Описанный способ измерения является косвенным.

Остановимся на погрешностях, классифицируя их в соответствии со слагаемыми измерений. В данном случае мерой служат измерительный генератор и образцовая катушка индуктивности. Составляющие погрешности меры: нестабильность частоты генератора во время измерения, неточность определения значения образцовой индуктивности, влияние собственной емкости катушки.

Погрешность сравнения обусловлена в основном неточностью настройки контура в резонанс, невысокой чувствительностью индикатора резонанса, а также недостаточно высоким входным сопротивлением вольтметра, шунтирующее действие которого понижает добротность контура (резонансная кривая становится более тупой).

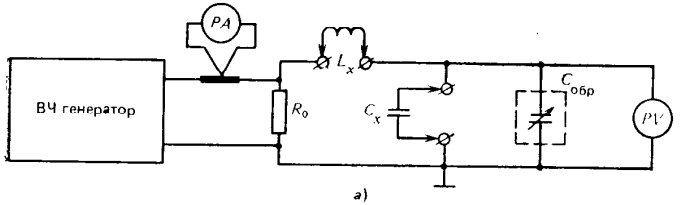
Погрешность фиксации результата измерения связана главным образом с ошибками вычисления интересующего нас параметра.

Если собственная емкость катушки известна (или измерена), то ее можно учесть, повысив тем самым точность измерений.

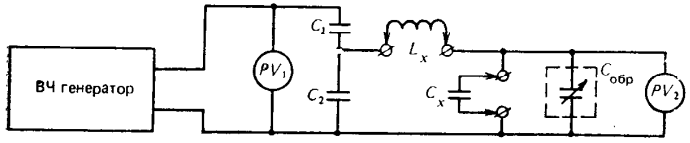
Погрешности измерения параметров компонентов контура резонансным методом лежат в пределах 1...3%.

Значительное уменьшение погрешности, обусловленной влиянием паразитных параметров контура, достигается применением *метода замещения*. С его сущностью познакомимся на примере измерения емкости конденсатора прибором для измерения добротности колебательных контуров — куметром (рис. 9.4). Работа прибора заключается в следующем.

В схеме, изображенной на рис. 9.4,*а*, ток генератора высокочастотных колебаний создает падение напряжения на образцовом резисторе R_0 малого сопротивления, включенном в цепь генератора. Поскольку значение тока поддерживается постоянным, что контролируется термоэлектрическим измерительным прибором (шкала МНОЖИТЕЛЬ), и сопротивление резистора значительно меньше активного сопротивления исследуемого контура, то напряжение, падающее на резисторе R_0, имеет неизменную амплитуду. Оно служит источником



а)



б)

Рис. 9.4

возбуждения колебательного контура, состоящего из катушки индуктивности L и конденсатора C.

Для схемы, приведенной на рис. 9.4,*б*, характерно возбуждение контура напряжением генератора, подаваемым через емкостный делитель C_1, C_2. Постоянство уровня напряжения на входе делителя контролируется электронным вольтметром PV_1. Емкостный делитель имеет равномерную частотную характеристику во всем рабочем диапазоне частот. Это достигается специальной конструкцией конденсатора C_2, собственная индуктивность которого сведена к минимуму.

При измерении емкости к зажимам L_x подключают одну из катушек куметра. Зажимы C_x первоначально остаются свободными. Образцовый конденсатор устанавливают в такое положение, чтобы значение его емкости было близким к максимальному. Перестраивая генератор по частоте, добиваются резонанса, фиксируемого электронным вольтметром, иначе называемым Q-вольтметром. После фиксации значения $C_{обр\,1}$ к зажимам C_x подключают конденсатор, емкость которого требуется измерить. Контур оказывается расстроенным. Не меняя частоты генератора, уменьшают емкость образцового конденсатора до значения $C_{обр\,2}$, при котором вновь наступит резонанс. Измеряемое значение емкости определяется разностью $C_x = C_{обр\,1} - C_{обр\,2}$. Проводя подобные измерения, следует учитывать, что при малых разностях возможны большие относительные погрешности.

Куриным методом измеряют и добротность колебательного контура Q. Один из способов реализуется в схеме куметра (рис. 9.4). При этом катушку индуктивности контура подключают к зажимам L_x, а конденсатор — к зажимам C_x. Устанавливают минимальное значение емкости образцового конденсатора. Частоту генератора перестраивают до наступления резонанса напряжений в контуре (последовательный контур). Так как при резонансе напряжение на реактивной ветви в Q раз больше известного напряжения e, возбуждающего контур, то напряжение на конденсаторе при неизменном e получается пропорциональным добротности контура (если добротность достаточно высока, по крайней мере $Q > 10$):

$$U_c = Qe. \tag{9.1}$$

Шкала электронного вольтметра градуируется в единицах Q.

Влияние емкости образцового конденсатора на добротность контура исключают следующим образом. Сначала образуют контур из элементов $L_к$, $C_{обр}$, подключая к зажимам L_x только катушку индуктивности. Измеряют значение добротности $Q_1 = 2\pi f_1 L_к / R$ при резонансной частоте $f_1 = 1/2\pi\sqrt{L_к C_{обр}}$. Затем параллельно образцовому конденсатору подключают конденсатор контура. Измеряют значение добротности $Q_2 = 2\pi f_2 L_к / R$ при новой резонансной частоте:

$$f_2 = 1/2\pi\sqrt{L_к (C_к + C_{обр})}.$$

Значение собственно добротности $Q_0 = 2\pi f_0 L_к / R$, где $f_0 = 1/2\pi\sqrt{L_к C_к}$, определяется из формулы[1]

$$Q_0 = Q_1 Q_2 / \sqrt{Q_1^2 - Q_2^2}. \tag{9.2}$$

[1] Формула (9.2) справедлива, если частоты f_1 и f_2 различаются не сильно, так что активное сопротивление контура R в этом частотном интервале можно считать неизменным.

Добротность контура можно измерить также косвенным методом переменной частоты. При этом непосредственно измеряют полосу пропускания контура ΔF на относительном уровне $1/\sqrt{2}$ и резонансную частоту f_0, а добротность вычисляют по известной формуле

$$Q = f_0/\Delta F. \qquad (9.3)$$

Методика измерений такова. Изменением частоты генератора, с которым слабо связан исследуемый контур, добиваются резонанса в контуре и фиксируют значения резонансной частоты f_0 и амплитуды напряжения $U_р$ на контуре. Затем, устанавливая частоты f_1 и f_2 выше и ниже резонансной, которым соответствуют одинаковые показания вольтметра $U = 0{,}707\,U_р$, определяют полосу пропускания контура $\Delta F = f_1 - f_2$.

Для уменьшения погрешностей измерений необходимо применять вольтметр с большим входным активным сопротивлением и малой входной емкостью, а также следить за тем, чтобы в процессе измерений амплитуда напряжения, возбуждающего контур, оставалась неизменной.

Определить добротность контура можно и по ширине полосы ΔF_A, измеренной на произвольном уровне $A = U/U_р$ резонансной кривой, если отношение A не слишком мало, пользуясь расчетной формулой:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta F_A}\sqrt{\frac{1-A^2}{A^2}} = \frac{1}{2}\,\frac{f_1+f_2}{f_1-f_2}\sqrt{\frac{1-A^2}{A^2}}. \qquad (9.4)$$

где f_1 и f_2 — частоты, соответствующие одному и тому же уровню резонансной кривой по обе стороны от резонансной частоты.

Самая высокая точность измерений получается, когда $A = 0{,}707$ [формула (9.4)].

Наибольший удельный вес в общей погрешности измерений добротности контура описанным методом имеет погрешность определения полосы $\Delta F = f_1 - f_2$. Поэтому частоты f_1 и f_2 нужно измерять с высокой точностью (например, электронно-счетным частотомером). При отсутствии точных частотомеров погрешности можно значительно уменьшить, если вместо раздельного измерения частот и последующего вычитания непосредственно измерять разность $f_1 - f_2$. Это можно осуществить, например, методом вторичных биений, используя дополнительно высокочастотный измерительный генератор, смеситель, осциллограф и низкочастотный генератор.

Контурный метод позволяет измерять также и активные сопротивления на высоких частотах.

Генераторный метод. В основе генераторного метода лежит зависимость частоты напряжения генератора от значений емкости и индуктивности компонентов его колебательного контура. Включая в контур конденсатор неизвестной емкости или катушку неизвестной индуктивности, можно определить значения этих величин. Наибольшая точность достигается при нулевом методе измерений.

На рис. 9.5 изображена структурная схема прибора, в которой реализован подобный метод. Высокочастотные генераторы I и II собраны по одинаковой схеме. В контур первого генератора включены образцовые конденсаторы переменной емкости, причем значения емкостей отличаются друг от друга в 100 раз; в контур

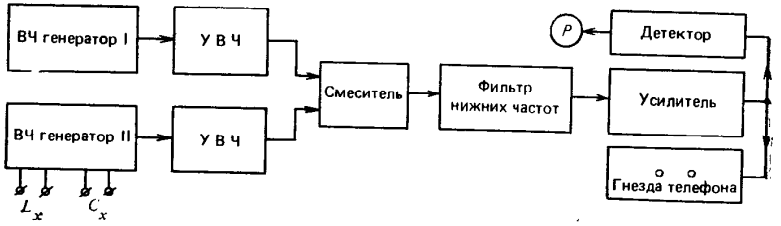


Рис. 9.5

второго генератора последовательно с его катушкой индуктивности, значение которой может изменяться, включается исследуемая катушка индуктивности (зажимы L_x). Если измеряется не индуктивность, а емкость, то зажимы L_x замыкаются накоротко с помощью переключателя, а испытуемый конденсатор включается параллельно контуру второго генератора (зажимы C_x).

Работу схемы поясним на примере измерения емкости конденсатора. До подключения конденсатора измеряемой емкости C_x оба генератора настраивают на одинаковую частоту. Совпадение частот фиксируется с высокой точностью по нулевым биениям, для получения и выделения которых в схеме предусмотрены смеситель и фильтр нижних частот. Усиленное напряжение звуковой частоты (нулевых биений) индицируется с помощью телефона и стрелочного индикатора.

После включения конденсатора измеряемой емкости в контур генератора II частота его напряжения изменяется и становится не равной частоте генератора I. Перестройкой частоты генератора I с помощью образцового конденсатора вновь добиваются равенства частот обоих генераторов, т. е. нулевых биений. При условии равенства индуктивностей в контурах обоих генераторов измеряемая емкость будет равна изменению емкости образцового конденсатора генератора I. Если установить образцовый конденсатор на условный нуль при начальной настройке генератора, то при вторичном получении нулевых биений измеряемое значение емкости будет равно отсчету по шкале образцового конденсатора.

9.4. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЛИНЕЙНЫХ КОМПОНЕНТОВ ЦИФРОВЫМИ МЕТОДАМИ

Идея измерения емкости конденсатора или сопротивления резистора *методом дискретного счета* заключается в измерении интервала времени, равного постоянной времени цепи разряда конденсатора емкостью C через резистор сопротивлением R, причем образцовой величиной полагают либо R, либо C.

Рассмотрим работу схемы (рис. 9.6), с помощью которой реализуется этот метод, в предположении, что измеряется емкость конденсатора. Схема состоит из двух основных частей: измери-

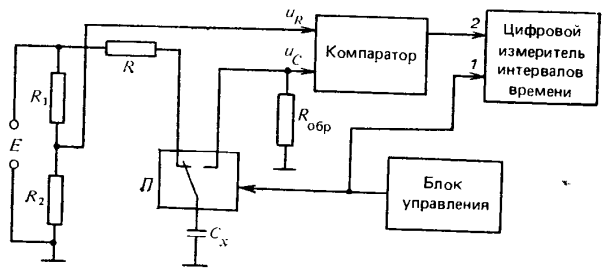


Рис. 9.6

тельного преобразователя емкости конденсатора в интервал времени, равный постоянной времени RC-цепи, и цифрового измерителя интервалов времени. После включения прибора переключатель подсоединяет конденсатор емкостью C_x к стабилизированному источнику питания. Конденсатор C_x заряжен до напряжения E. Момент начала измерения t_1 задается блоком управления. Он посылает импульс (рис. 9.7,*а*), сбрасывающий в нуль цифровой измеритель и переводящий переключатель в противоположное положение. Конденсатор C_x через резистор $R_{обр}$ начинает разряжаться по экспоненциальному закону (рис. 9.7,*б*), описываемому при $\tau \geqslant t_1$ выражением

$$u_C = E \exp[-(t-t_1)/\tau]$$

($\tau = R_{обр}C_x$ — постоянная времени цепи разряда).

Так как управляющий импульс, изображенный на рис. 9.7,*а*, служит опорным импульсом, подаваемым на вход *1* цифрового измерителя интервалов времени, то момент t_1 начала разряда является началом измеряемого интервала времени.

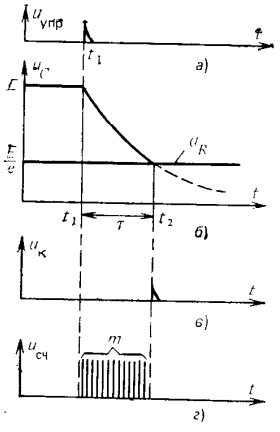


Рис. 9.7

Напряжение $u_C = E \exp[-(t-t_1)/\tau]$ подается с обкладок конденсатора на один вход компаратора, ко второму входу которого подводится напряжение $u_R = E R_2/(R_1+R_2)$, снимаемое с делителя R_1, R_2 включенного параллельно источнику напряжения E. Сопротивления прецизионных резисторов R_1 и R_2 выбраны так, что точно выполняется соотношение

$$R_2/(R_1+R_2) = 1/e.$$

Тогда $u_R = E/e$, где $e = 2{,}7183$.

По мере разряда конденсатора напряжение u_C уменьшается, и через интервал времени $\tau = R_{обр}C_x$ после начала разряда напряжение на конденсаторе $u_C = E/e$, т. е. $u_C = u_R$ (рис. 9.7,*б*). В момент t_2 равенства напряжений на обоих входах компаратора на его выходе возникает импульс (рис. 9.7,*в*), поступающий на вход *2* цифрового измерителя и задающий конец измеряемого интервала времени. Сосчитанное счетчиком прибора число m импульсов (рис. 9.7,*г*), следующих с частотой $F_{сч}$, однозначно определяет интервал времени τ: $m = F_{сч}\tau$.

Поскольку $\tau = R_{обр}C_x$, то при фиксированных значениях $F_{сч}$ и $R_{обр}$

$$C_x = m/(R_{обр}F_{сч}) = km.$$

Если $k = 10^{-q}$, то прибор получается прямопоказывающим. Например, при $R_{обр} = 1$ МОм и $F_{сч} = 1$ МГц, т. е. $k = 10^{-12}$ Ф, измеряемая емкость $C_x = m$ и выражается в пикофарадах. В этом случае емкости 1000 пФ соответствует 1000 импульсов. Погрешность в единицу младшего разряда счета (погрешность дискретности) дает погрешность в 1 пФ, т. е. относительная погрешность составит 0,1%. Изменением значения $R_{обр}$ можно переключать диапазоны измерения емкостей конденсаторов в пределах от 300 пФ до 3000 мкФ.

Применив образцовые конденсаторы вместо образцовых резисторов, можно аналогичным образом измерять сопротивления резисторов.

Оценивая погрешности прибора, следует напомнить, что описанный прибор состоит из двух частей: измерительного преобразователя емкости конденсатора (сопротивления резистора) в интервал времени, равный постоянной времени цепи разряда, и цифрового измерителя интервала времени. Поэтому к погрешностям измерения интервала времени, уже рассмотренным в § 4.3, добавляются погрешности преобразования, обусловленные главным образом нестабильностью сопротивления резисторов $R_{обр}$, R_1 и R_2, а также неточностью срабатывания компаратора.

Достоинствами описанного метода являются высокая точность измерений и цифровой отсчет, недостатком — отсутствие возможности измерения параметров линейных компонентов на рабочей частоте.

Аналогичная идея лежит в основе построения цифрового измерителя добротности колебательного контура [46].

Иной принцип преобразования *измеряемого параметра в интервал времени* применен в цифровом измерителе емкостей конденсаторов и индуктивностей катушек, структурная схема которого представлена на рис. 9.8. В этой схеме, как и в схеме прибора на рис. 9.6, двумя составными частями являются измерительный преобразователь и цифровой измеритель интервалов времени. Преобразователь, содержащий триггер Шмитта, фазоинверсный усилитель, образцовый резистор и развязывающий каскад, формирует периодическую последовательность прямоугольных импульсов, период следования которых, как будет показано далее, пропорционален постоянной времени RC-цепи. Последняя состоит

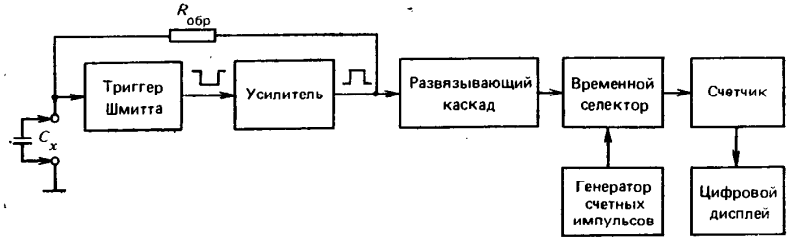


Рис. 9.8

из образцового резистора $R_{обр}$ и конденсатора измеряемой емкости C_x. Цифровой измеритель интервалов времени построен по обычной, уже рассмотренной схеме.

Прибор работает следующим образом. При включении схемы на выходе триггера Шмитта, находящегося в исходном положении, образуется сигнал отрицательной полярности. Усилитель меняет ее на противоположную. Положительный импульс строго определенной амплитуды заряжает конденсатор C_x через резистор $R_{обр}$. Напряжение u_C на обкладках конденсатора растет. Это продолжается до тех пор, пока u_C не достигнет порога $U_{пр}$ прямого срабатывания триггера. По достижении порога триггер опрокидывается. Теперь уже на выходе усилителя получается импульс отрицательной полярности. Конденсатор переключается с заряда на разряд, и напряжение u_C начинает уменьшаться. Когда оно понизится до порога $U_{возвр}$ возврата, который в силу характерного для триггера Шмитта явления гистерезиса ниже порога прямого срабатывания, триггер возвратится в исходное положение. На выходе усилителя теперь будет положительный импульс, и снова начнется заряд конденсатора. Переключения конденсатора с заряда на разряд и наоборот будут многократно повторяться. Интервал этих переключений (а значит, и период следования T_c выходных импульсов усилителя) при фиксированных порогах срабатывания триггера и амплитуде выходного импульса усилителя будет пропорционален постоянной времени RC-цепи. Так как сопротивление $R_{обр}$ имеет строго определенное значение, то период T_c пропорционален измеряемому значению C_x. Он изменяется цифровым измерителем интервалов времени.

На том же принципе основаны измерения индуктивности катушки (рис. 9.9). Период следования выходных импульсов триггера Шмитта пропорционален индуктивности L_x.

Существенный недостаток цифрового измерителя емкости конденсатора, структура которого показана на рис. 9.6, удается устранить, используя схему, состоящую из измерительного генератора сигналов и цифрового мультиметра с встроенной микропроцессорной системой [42]. В этой схеме (рис. 9.10) емкость конденсатора можно измерить при любом значении частоты рабочего диа-

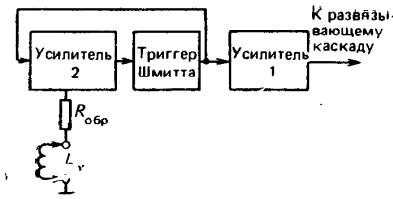


Рис. 9.9

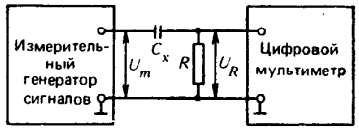


Рис. 9.10

пазона измерительного генератора, т. е. в конкретных условиях применения конденсатора.

Значение емкости C_x конденсатора измеряется косвенным путем. Математическая зависимость между емкостью, сопротивлением резистора R, значением частоты f выходного сигнала генератора, амплитудой U_m и амплитудой U_R напряжения, падающего на резисторе, получается путем следующих рассуждений. Конденсатор и резистор в схеме, изображенной на рис. 9.10, образуют делитель напряжения. Следовательно,

$$U_R = U_m R/\sqrt{R^2 + (1/2\pi f C_x)^2}.$$

После несложных преобразований находим, что

$$C_x = 1/2\pi f R\sqrt{(U_m/U_R)^2 - 1}.$$

Входящие в это выражение значения R, U_m и f вводятся в память микропроцессорной системы в качестве констант (нажатием соответствующих клавиш, расположенных на лицевой панели). После этого прибор измеряет напряжение U_R и все вычисления проводятся по программе. Дисплей отображает результат косвенного измерения: емкость конденсатора при данном значении частоты f.

Мостовой измеритель с встроенной микропроцессорной системой. На рис. 9.11 представлена структурная схема микропроцес-

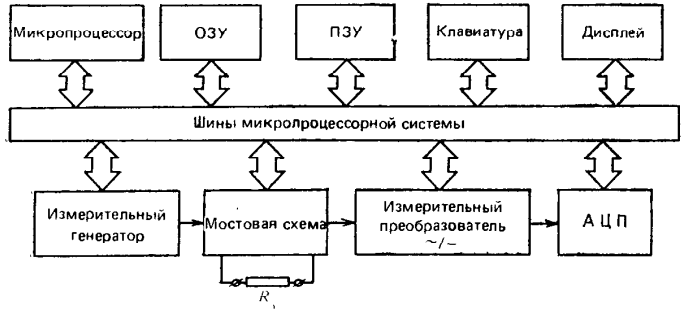


Рис. 9.11

сорного прибора, измеряющего параметры L, C, R и Q с автоматическим переключением пределов измерений и автоматической подстройкой. Для подобных приборов характерны высокая точность измерений (относительная погрешность не более 0,1%) в широком динамическом диапазоне и простота управления — передняя панель с малым числом управляющих клавиш.

Работа прибора заключается в следующем. К выходным зажимам в качестве одного из плеч мостовой схемы подключают компонент (например, резистор), параметр которого (сопротивление) требуется измерить. Нажатием соответствующих клавиш задают вид измеряемого параметра (в данном случае клавиша, обозначенная буквой R) и выбирают значение частоты напряжения переменного тока, питающего мостовую схему. Так, если в приборе предусмотрена возможность установки значений частоты 100 Гц, 1 кГц и 10 кГц, то, выбирая одно из трех значений, учитывают особенности исследуемого компонента: в общем случае устанавливают значение 1 кГц, при измерении емкости электролитического конденсатора и большой индуктивности — значение 100 Гц, а при измерении малых емкостей и индуктивностей — значение 10 кГц.

После нажатия клавиш включения прибора микропроцессор производит опрос передней панели (положения клавиш), включает измерительный генератор и устанавливает указанное соответствующей клавишей значение частоты его выходного сигнала, подводимого к одной диагонали мостовой схемы, считывает программу, хранимую в ПЗУ и определяющую последовательность операций. Как правило, мостовая схема оказывается разбалансированной и во второй ее диагонали имеется напряжение разбаланса. Оно преобразуется в напряжение постоянного тока и поступает на вход АЦП. Числовой эквивалент напряжения разбаланса передается с выхода АЦП в микропроцессорную систему, которая регулирует мостовую схему до наступления состояния баланса. Один из вариантов схемного решения регулировки мостовой схемы заключается в том, что в качестве ее плеч используются цифровые управляемые сопротивления, подобные тем, которые составляют основу ЦАП. Значение сопротивления плеча определяется числом цифрового кода, подаваемого на входы управляемого сопротивления из микропроцессорной системы. В случае необходимости осуществляется переключение поддиапазонов измерений.

После достижения баланса мостовой схемы микропроцессорная система проводит необходимые вычисления для получения результата измерения, преобразует его в «дисплейный формат» и выводит на дисплей (обычно жидкокристаллический). Прибор позволяет выполнять многократные наблюдения и последующую их статистическую обработку.

Важной особенностью микропроцессорного мостового измерителя параметров компонентов является автоматическое определение погрешности, создаваемой остаточным сопротивлением и индуктивностью выводов используемого компонента (при измерении малых полных сопротивлений) или паразитной емкостью (при измерении больших полных сопротивлений), а также программно-управляемая подстройка с целью исключения указанной погрешности.

9.5. ИЗМЕРИТЕЛИ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

Аналоговый прибор. Измеритель амплитудно-частотных характеристик — это осциллографический прибор, предназначенный для визуального наблюдения и исследования амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) четырехполюсников. Такие приборы относятся к панорамным. Структурная схема показана на рис. 9.12.

К входу исследуемого четырехполюсника подводится сигнал постоянного уровня от генератора качающейся частоты (свип-генератора), представляющего собой генератор ЧМ сигнала. Частотная модуляция осуществляется линейно-изменяющимся напряжением генератора развертки, и поэтому частота выходного сигнала генератора также изменяется по линейному закону (ЛЧМ модуляция). Поскольку для модуляции и развертки луча используется одно и то же пилообразное напряжение, то горизонтальное отклонение луча, как и в анализаторе спектра, пропорционально частоте.

Средняя частота генератора устанавливается равной средней частоте полосы пропускания исследуемого устройства. Уровень сигналов генератора качающейся частоты на всех частотах автоматически поддерживается постоянным. Получаемый на выходе исследуемого четырехполюсника сигнал подается через детектор на усилитель канала вертикального отклонения осциллографиче-

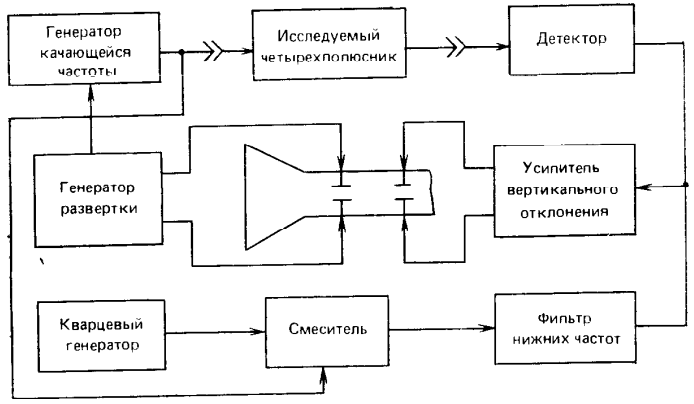


Рис. 9.12

ского индикатора. На экране последнего получается огибающая, представляющая собой АЧХ четырехполюсника.

Для определения частотного масштаба в измерителях частотных характеристик предусматривают устройство калибровки оси частот, называемое маркерным. В схеме на рис. 9.12 оно состоит из кварцевого генератора, смесителя и фильтра нижних частот. Принцип получения частотных меток (марок) заключается в следующем. На один вход смесителя подается напряжение кварцевого генератора, основная частота которого равна F_1, например $F_1 = 1$ МГц. Кварцевый генератор ставят в такой режим, что его выходное напряжение характеризуется широким спектром частот, т. е. содержит много высших гармоник. Следовательно, на смеситель поступает сигнал широкого спектра, частоты соседних составляющих которого отличаются друг от друга на значение F_1. Ко второму входу смесителя подводится напряжение от генератора, частота которого изменяется по пилообразному закону.

Каждый раз, когда качающаяся частота становится равной частоте какой-либо гармоники кварцевого генератора, на выходе смесителя появляются импульсы нулевых биений между напряжениями гармоник кварцевого генератора и напряжением качающейся частоты $f_{\text{ГКЧ}}$ (рис. 9.13).

Напряжение нулевых биений (точнее, низкой разностной частоты) подается с выхода смесителя через фильтр нижних частот и усилитель на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ. Поэтому при качании частоты от одного крайнего значений до другого на экране трубки наблюдается серия частотных меток (марок), отстоящих друг от друга по частоте на расстоянии F_1 (1 МГц).

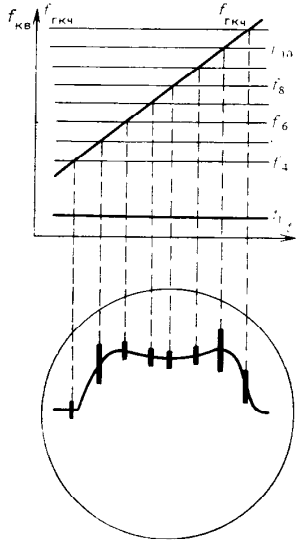


Рис. 9.13

Кроме этой серии марок, иногда предусматривают еще марки, следующие через интервал $5F_1$ или $10F_1$. Для получения подобных марок на первый вход смесителя помимо напряжения частотой F_1 подают напряжение частотой $F_5 = 5F_1$ или $F_{10} = 10F_1$, образуемое путем умножения основной частоты (умножителем служит включаемый в схему кварцевого генератора контур, настроенный на частоту пятой гармоники). Вследствие того что амплитуда напряжения частотой F_5 (или F_{10}), поступающего на смеситель, выбрана большей амплитуды напряжения основной частоты F_1, например, в 3...4 раза, то размах импульсов частотных меток, кратных пятой (десятой) гармонике, оказывается в несколько раз больше, чем у меток, кратных основной частоте. Метки увеличенного размаха облегчают ориентацию в порядковых номерах частотных меток обычного размера, так же как большие штрихи на миллиметровой линейке, чередующиеся через 5 и 10 мм.

Чтобы получить градуировочную характеристику вертикальной оси экрана, предусматривают специальный калибратор. В одном из вариантов возможных схемных решений он состоит из опорного (измерительного) генератора и калиброванного аттенюатора. Опорный генератор запускается от генератора развертки и вырабатывает гармоническое напряжение в течение времени обратного хода луча. Амплитуду этого напряжения можно регулировать с помощью калиброванного аттенюатора, снабженного отсчетным устройством. Напряжение с выхода аттенюатора поступает на детектор через блок суммирования, второй вход которого соединен с выходом исследуемого четырехполюсника. Продетектированное напряжение передается через усилитель на вертикально отклоняющие пластины трубки. На экране появляется горизонтальная светящаяся линия, расстояние которой от центра соответствует значению калибровочного напряжения. Это расстояние можно изменять с помощью калиброванного аттенюатора.

Так как в блоке суммирования суммируются напряжения, снимаемые с выходов четырехполюсника и аттенюатора, то на экране наблюдается совместное изображение АЧХ и горизонтальной линии — калибровочной прямой. Сопоставляя АЧХ с этой прямой, можно проанализировать неравномерность АЧХ.

Цифровые измерители, управляемые микропроцессорной системой. Рассмотренный аналоговый прибор обладает теми же недостатками, что и аналоговый анализатор спектра. От них свободны цифровые измерители с встроенными микропроцессорами, полностью автоматизирующие процедуру снятия АЧХ четырехполюсника и обладающие всеми достоинствами современных цифровых измерительных приборов. Структурная схема одного из вариантов подобных измерителей приведена на рис. 9.14 [121].

Работу схемы поясним в предположении, что испытуемый четырехполюсник — усилитель. В соответствии с программой, хранимой в ПЗУ, микропроцессор направляет слово данных (управляющий код) через интерфейс вывода *1* на входы ЦАП. На его выходе появляется напряжение, значение которого определяет частоту сигнала, вырабатываемого генератором. Сначала мультиплексор подключает вход АЦП к выходу генератора (через измерительный преобразователь напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока). После аналого-цифрового преобразования на выходе АЦП образуется числовой эквивалент амплитуды напряжения генератора. Полученное число передается через интерфейс ввода в ОЗУ. Затем мультиплексор подключает вход измерительного преобразователя к выходу испытуемого усилителя. Вновь проводится аналого-цифровое преобразование, результат которого сравнивается в микропроцессорной системе с числом, хранимым после первого аналого-цифрового преобразова-

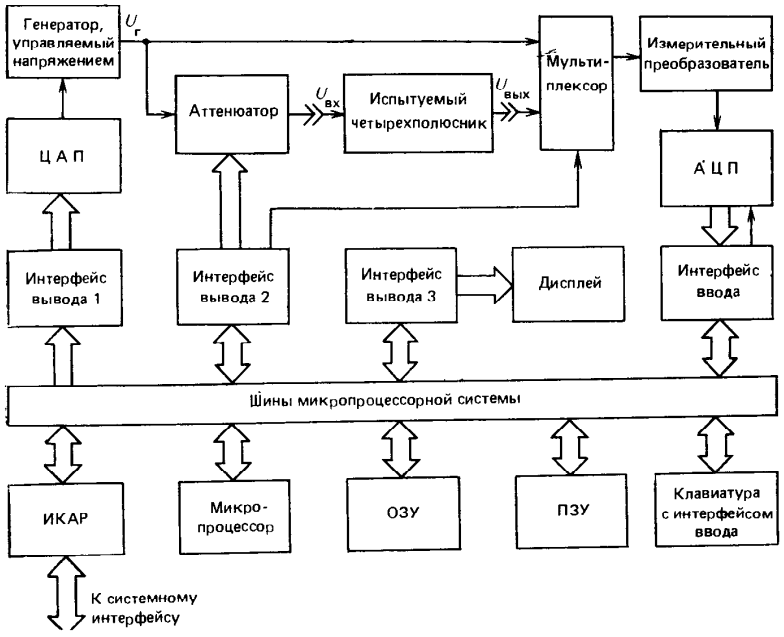


Рис. 9.14

ния. В итоге сравнения вырабатывается слово данных, посылаемое микропроцессором через интерфейс вывода 2 на аттенюатор. Вносимое им затухание изменяется таким образом, что значения выходного напряжения усилителя и напряжения генератора становятся равными, т. е. $U_{вых}=U_г$. Это означает равенство затухания аттенюатора и коэффициента усиления усилителя. Слово данных, определяющее затухание аттенюатора, хранится в ОЗУ. Значение коэффициента усиления выводится на дисплей, причем в случае необходимости коэффициент передачи испытуемого четырехполюсника можно представить в логарифмических единицах $[20\lg(U_г/U_{вых})]$, где под $U_г$ и $U_{вых}$ подразумеваются амплитудные значения.

В соответствии с заданной программой последовательно устанавливается совокупность значений частоты выходного сигнала генератора и процедура многократно повторяется. Шаг перестройки частоты определяется характеристикой генератора и числом разрядов ЦАП. На дисплее может быть отображена как совокупность числовых значений коэффициента передачи четырехполюсника, так и его АЧХ.

Наличие интерфейсной карты (ИКАР) позволяет включить цифровой измеритель АЧХ через приборный интерфейс в измери-

Рис. 9.15

тельную систему (см. § 12.4). При этом появляется возможность дистанционного управления работой прибора.

Цифровые автоматические измерители АЧХ четырехполюсников строятся также на основе синтезатора частоты (рис. 9.15). Управляемый микропроцессорной системой синтезатор вырабатывает сигналы определенной сетки значений частоты. Он выполняет роль измерительного генератора. В остальном работа данного прибора аналогична работе измерителя АЧХ, схема которого изображена на рис. 9.14.

9.6. ИЗМЕРЕНИЕ ПОЛНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ СВЧ ЭЛЕМЕНТОВ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ЛИНИЕЙ

Схема измерений. При работе с СВЧ аппаратурой часто приходится измерять полные сопротивления различных элементов. Наиболее распространенной для подобных измерений является схема с измерительной линией (рис. 9.16).

В этой схеме генератор сигнала служит источником, питающим измерительный тракт. Он должен обладать достаточно большой выходной мощностью и высокой стабильностью частоты в заданном частотном диапазоне. Источники сигналов работают либо в режиме немодулированных колебаний, либо в режиме модуляции преимущественно напряжением синусоидальной или прямоугольной симметричной формы.

Развязывающий элемент применен для устранения влияния объекта исследования на режим работы генератора. Чаще всего

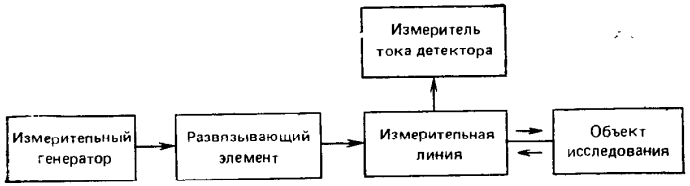


Рис. 9.16

его роль играет поглощающий или ферритовый аттенюатор. Развязка должна быть такой, чтобы возвращающаяся к генератору отраженная волна была ослаблена не менее чем на 20 дБ относительно падающей волны. Поэтому минимальное ослабление, вносимое поглощающим аттенюатором, должно составлять 10... ... 12 дБ. Аттенюатор иногда выполняет также функции регулятора уровня мощности в тракте.

Основным прибором в схеме является измерительная линия.

Принцип действия и конструкции измерительной линии. Этим прибором непосредственно измеряют коэффициент стоячей волны (КСВ) и фазу коэффициента отражения; полное сопротивление определяют по этим величинам косвенным путем. На практике часто ограничиваются измерением только значения КСВ, которое во многих случаях позволяет достаточно полно судить о качестве объекта исследования (нагрузки).

Измерение КСВ измерительной линией сводится к исследованию характера распределения электромагнитного поля вдоль линии, нагруженной испытуемым устройством. Это предопределяет конструкцию линии. Она состоит из трех основных узлов (рис. 9.17,*а*): отрезка передающей линии *1* с продольной узкой щелью *2*, зондовой головки *3* и каретки с механизмом для перемещения зондовой головки вдоль линии. Зондовая головка представляет собой резонатор, возбуждаемый зондом *4* — тонкой проволокой, погруженной через щель во внутреннюю полость волновода. Глубина погружения регулируется винтом *5*. Внутри резонатора имеются настроечные элементы *6* и полупроводниковый детектор *7*, связанный с индикаторным прибором *8*.

При перемещении зонда вдоль линии, внутри которой имеется электромагнитное поле, в зонде наводится ЭДС, пропорциональная напряженности поля в сечении расположения зонда. Эта ЭДС возбуждает резонатор, создавая в нем электромагнитные колебания. Для уменьшения искажающего действия зонда на электромагнитное поле в линии и повышения чувствительности линии объемный резонатор зондовой головки настраивают в резонанс с частотой электромагнитных колебаний (во многих линиях применяются широкополосные ненастраиваемые головки, и необходимость в проведении этой операции автоматически отпадает).

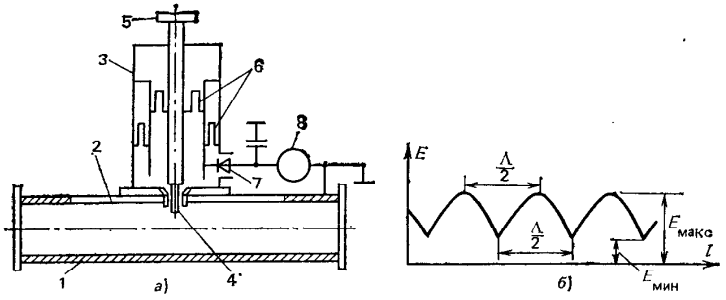


Рис. 9.17

При надлежащей настройке зондовой головки ток в цепи детектора, фиксируемый измерительным прибором (микроамперметром или индикатором измерительного усилителя), является однозначной функцией напряженности электрического поля в месте расположения зонда.

Когда каретку с зондовой головкой перемещают вдоль линии, ЭДС в зонде и выпрямленный ток в цепи детектора изменяются в соответствии с распределением поля в линии (рис. 9.17,*б*).

Если к фланцу измерительной линии присоединена несогласованная нагрузка, в тракте возникает частично стоячая волна. Перемещение зонда вдоль линии позволяет определить положение максимумов и минимумов напряжения в линии и их относительные значения. По этим данным вычисляют КСВ и полное сопротивление нагрузки линии. Коэффициент стоячей волны представляет собой отношение максимума напряженности электрического поля к минимуму: $K_{ст\,U}=E_{макс}/E_{мин}$. При квадратичной характеристике детектора КСВ определяется отношением

$$K_{ст\,U}=\sqrt{A_{макс}/A_{мин}},$$

где $A_{макс}$ и $A_{мин}$ — соответственно показания измерительного прибора, когда зонд находится в пучности и узле электрического поля.

Изменение фазы коэффициента отражения вызывает изменение положения узла напряжения в линии, и поэтому измерение фазы сводится к измерению смещения узла. Методика подобного измерения рассматривается далее.

Измерительные линии бывают волноводными и коаксиальными. Основное их различие — в конструкции отрезка передающей линии с щелью.

Основой *волноводной линии* является отрезок с продольной узкой щелью посредине его широкой стенки. Сечение этого волновода, как правило, такое же, как и у волновода тракта, в котором проводятся измерения. Конструкция волновода линии должна обеспечивать постоянство его сечения по всей длине и одинаковое погружение зонда при перемещении последнего вдоль щели.

Узкая осевая щель, параллельная линиям тока, не искажает картины поля, так как токи ее не пересекают. Длина щели зависит от длины волны, распространяющейся в линии. Практически щель делают длиннее, чем длина волны в волноводе Λ. Это позволяет фиксировать несколько максимумов и минимумов и оценивать, насколько повторяются их значения и положения. На концах щель обычно сужают во избежание заметных отражений волн, которые могут привести к существенным погрешностям измерений малых КСВ.

Если щель недостаточно узка, смещена или перекошена относительно оси волновода, то через нее может излучаться энергия.

В таких случаях наблюдается нестабильность показаний индикатора тока детектора при изменении положения предметов, окружающих линию (например, рук оператора, проводящего измерения), а также ощутимо действие помех, если линия мало удалена от их источника.

Встречаются измерительные линии со сменными волноводами. Они состоят из каретки с зондовой головкой и набора волноводов различных сечений со щелями. При необходимости измерений в тракте определенного сечения в приборе устанавливается соответствующий волноводный отрезок со щелью.

Наличие зонда в некотором сечении линии эквивалентно включению комплексной проводимости, шунтирующей линию в данном месте. Активная проводимость $G_з$ определяется уровнем мощности, отсасываемой зондом, а реактивная проводимость $B_з$ — отражением от зонда.

С увеличением глубины погружения зонда растут обе проводимости. Реактивную проводимость можно скомпенсировать, изменяя реактивность резонатора зондовой головки, т. е. настраивая систему зонд — резонатор в резонанс, однако при значительном погружении зонда полной компенсации не достигается. Кроме того, настройка резонатора не дает необходимого эффекта, если емкость зонда относительно остальной конструкции линии не сохраняется неизменной при перемещении зонда вдоль щели. Именно поэтому зонд помещают в экран, электрически соединенный с кареткой и, следовательно, с волноводом линии.

Ток детектора зондовой головки измеряют микроамперметром постоянного тока (обычно с пределами шкалы 1 ... 10 мкА), когда колебания генератора, питающего линию, не модулируются, или измерительным усилителем с большим коэффициентом усиления в случае модуляции колебаний генератора.

Каретка с головкой с помощью направляющего винта, вращаемого ручкой, плавно перемещается вдоль линии на подшипниках. Во избежание трения экрана о стенки щели и связанных с этим смещений зонда от оси линии в конструкции предусматривается малый, зазор между экраном и щелью. Точность перемещения каретки обеспечивается жесткой массивной конструкцией и хорошей обработкой скользящих поверхностей. Люфт выбирается посредством пружины с контргайкой. Положение зонда в линии фиксируется с помощью миллиметровой линейки и конуса или микрометрического индикатора часового типа.

Техника и методика измерений КСВ. При сборке схемы (рис. 9.16) все узлы должны быть сочленены точно, без сдвигов и перекосов, иначе возможны дополнительные отражения и утечки мощности.

Перед измерениями проверяют установку и настройку зонда. Глубина необходимого погружения зонда зависит от мощности источника, питающего линию, нагрузки и чувствительности индикатора. Мощность в линии должна быть такой, чтобы детектор работал на квадратичном участке его характеристики (обычно это

условие выполняется, если ток детектора при согласованной нагрузке в его цепи не превышает 10 мкА). Хотя в паспорте к линии оговаривается допустимая глубина погружения зонда, его следует погружать возможно меньше — на глубину, достаточную для получения значительных отклонений индикатора. Окончательно погружение регулируют, установив зонд в пучности электрического поля после настройки зондовой головки на максимум выходного напряжения.

Необходимо принять меры, исключающие наводки на индикаторный прибор, следить в процессе измерений за точной установкой нуля, так как в противном случае возможны значительные погрешности измерения КСВ.

О нормальной работе линии судят по следующим признакам: при настройке зондовой головки стрелка индикатора тока детектора отклоняется плавно, без скачков; перемещение каретки с зондом вдоль щели сопровождается плавным изменением показаний индикаторного прибора; при последовательной установке зонда в нескольких максимумах поля разброс показаний индикатора не превосходит значения, указанного в паспорте к линии.

Сравнительно небольшие КСВ измеряют методом «максимум — минимум», пользуясь формулой $K_{ст\,U} = \sqrt{A_{макс}/A_{мин}}$. Желательно поддерживать с помощью аттенюатора измерительной схемы или генератора сигнала уровень мощности в линии (не забывая о квадратичности детектора) таким, чтобы максимум отсчитывался вблизи верхнего предела шкалы показывающего прибора.

Малые погрешности достигаются при измерении КСВ с помощью прецизионного аттенюатора, например поляризационного, включаемого между развязывающим аттенюатором и измерительной линией. Методика измерений при этом такова. Зонд помещают в минимум поля. Прецизионный аттенюатор устанавливают на нуль и фиксируют показания индикатора тока детектора. Затем зонд перемещают в максимум поля и вводят такое затухание, чтобы ток детектора оставался таким же, каким был, когда зонд находился в узле. По значению затухания прецизионного аттенюатора, отсчитываемого по его шкале, определяют КСВ (шкала может быть непосредственно отградуирована в единицах КСВ).

Так как при этом способе ЭДС, наводимая на зонд, и следовательно, ток детектора остаются неизменными в минимуме и максимуме, то погрешность измерений, обусловленная неравномерностью глубины погружения зонда при его перемещении, существенно уменьшается.

При измерении больших КСВ ($K_{ст\,U} > 7 \ldots 10$) рекомендуется применять специфическую для этого случая методику, так как описанная ранее обычная методика дает низкую точность. Причина увеличения погрешности измерения КСВ кроется в малых отклонениях указателя показывающего прибора при установке зонда в минимум. Из-за этого показания прибора $A_{мин}$ определяется со значительной погрешностью. Коэффициент стоячей волны

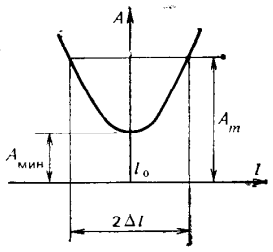


Рис. 9.18

больше 7 ... 10 целесообразно измерять методом узла, сущность которого заключается в следующем.

Зонд помещают в узел напряжения. При этом отсчет по шкале измерителя тока детектора составляет $A_{мин}$ (рис. 9.18). Регулировкой уровня мощности в линии или усиления измерительного усилителя добиваются того, чтобы отклонение указателя индикатора, соответствующее числу $A_{мин}$, было достаточно большим, но не превышало половины конечного значения шкалы. Затем смещают зондовую головку влево и вправо от узла до точек, в которых показание A_m измерителя будет в m раз больше ($m=2 \ldots 3$), чем в узле. По линейке измерительной линии находят расстояние $2\Delta l$ между этими точками с возможно большей точностью.

Принимая во внимание характер распределения электрического поля вдоль линии, несложно показать, что при квадратичной характеристике детектора КСВ можно определить по формуле

$$K_{ст\,U}=\sqrt{m-\cos^2\beta\Delta l}/\sin\beta\Delta l,$$

где $m=A_m/A_{мин}$; $\beta=2\pi/\Lambda$ — волновое число; Λ — длина волны в волноводе.

Если отношение $\Delta l/\Lambda$ невелико и $m=2$, то $K_{ст\,U}\approx\Lambda/2\pi\Delta l$.

Рассмотренный способ позволяет измерять КСВ вплоть до нескольких десятков с погрешностью менее 10%. Для измерения более высоких значений можно применить метод преобразования частоты. В этом случае в зондовой гловке устанавливают смесительный детектор. Помимо колебаний основной частоты f_1, подаваемых зондом на смеситель ($U_з$), к нему подводят колебания другой частоты f_2 от дополнительного генератора сигнала ($U_г$). Напряжение разностной частоты измеряют с помощью вольтметра, включенного на входе усилителя промежуточной частоты (или селективным вольтметром). Поэтому частоту f_2 выбирают такой, чтобы $f_1-f_2=f_{пр}$. В случае, когда $U_з \ll U_г$, детектирование получается линейным и напряжение разностной частоты пропорционально ЭДС, наводимой на зонд: КСВ определяется отношением $A_{макс}/A_{мин}$. Подобным образом удается измерить очень большие КСВ (до 1000).

Измерение *полного сопротивления* нагрузки требует предварительного определения условного конца линии. Для этого линию замыкают накоротко, подсоединяя к фланцу вместо нагрузки заглушку. Зонд ставят в ближайший к выходному концу линии узел напряжения. По линейке измерительной линии фиксируют найденное положение узла l_0, которое и принимают за условный конец линии. Затем вместо заглушки подключают испытуемую нагрузку. При этом изменяется распределение элктрического поля в линии. Зонд устанавливают в новом узле напряжения l, ближайшем от положения l_0. По смещению узла $\Delta l=l_0-l$ и длине волны Λ в (волноводе), на которой проводились имерения, вычисляют фазовый угол коэффициента отражения $\psi=4\pi\Delta l/\Lambda-\pi$.

Этот угол принято считать положительным при смещении узла в направлении к генератору (индуктивный характер реактивности полного сопротивления нагрузки) и отрицательным при смещении к нагрузке (емкостный характер реактивности полного сопротивления нагрузки). Зная значения КСВ и фазового сдвига, отсчитанного относительно условного конца линии, а также волновое сопротивление линии ρ, определяют полное сопротивление нагрузки по формуле

$$Z=\rho\left[K_{ст\,U}+0{,}5j\left(K^2_{ст\,U}-1\right)\sin 2\psi\right]/\left[\sin^2\psi+K^2_{ст\,U}\cos^2\psi\right].$$

Во многих случаях не требуется знать волнового сопротивления ρ, так как достаточно получить только нормированное значение полного сопротивления $z=Z/\rho$.

Для сокращения расчетов применяют круговую диаграмму полных сопротивлений.

Основные характеристики измерительных линий и источники погрешностей измерения. Осиовными характеристиками измерительной линии являются диапазон частот, диапазон измеряемых значений КСВ с определенной погрешностью, чувствительность, собственный КСВ, допустимые степень непостоянства связи зонда с полем линии и относительная шунтирующая проводимость зонда, затухание измерительной линии, пределы перемещения зонда вдоль линии.

Рабочий диапазон частот большинства волноводных линий определяется сечением волновода, у коаксиальных линий — полосой пропускания ее основных узлов.

Чувствительность характеризуется минимальной мощностью в линии, которая при заданном погружении зонда обеспечивает определенное отклонение стрелки показывающего прибора (оговоренного типа).

Собственный КСВ линии характеризует отражения от ее фланцев, точнее, неоднородность, вносимую линией в тракт между генератором и нагрузкой.

Погрешности измерения КСВ обусловлены следующими причинами: непостоянством сечения волновода, неправильным выполнением щели, плохой экранировкой зонда, изменением связи зонда с полем линии при перемещении зондовой головки вдоль щели, шунтирующим действием зонда, отражениями от фланцевого соединения, затуханием в линии (эта погрешность заметна в миллиметромом диапазоне), неточностью определения характеристики детектора, погрешностями показывающих приборов. Методика оценки погрешностей содержится в описаниях к измерительным линиям.

9.7. ИЗМЕРЕНИЕ ПОЛНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ РЕФЛЕКТОМЕТРОМ

Определить полное сопротивление нагрузки можно, измерив модуль коэффициента отражения с помощью рефлектометра и фазу коэффициента отражения с помощью фазометра.

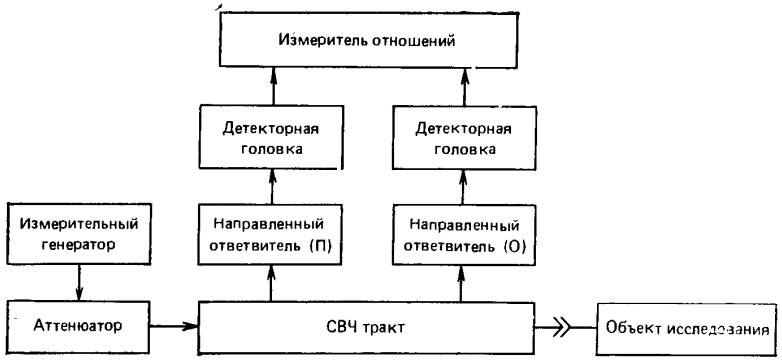


Рис. 9.19

Рефлектометр (рис. 9.19) содержит два направленных ответвителя, один из которых реагирует на падающую волну, а второй — на отраженную, а также две детекторные головки. Чтобы получить прямопоказывающий рефлектометр, в качестве показывающего прибора используют измеритель отношения. У этого прибора два входа. Один из них соединяется с выходом детекторной головки падающей волны, второй — с выходом головки отраженной волны. Шкала измерителя проградуирована непосредственно в единицах модуля коэффициента отражения Г или КСВ, который связан с коэффициентом отражения известной формулой

$$K_{ст\,U}=(1+\Gamma)/(1-\Gamma).$$

Для определения фазы коэффициента отражения между вторым ответвителем и нагрузкой включают фазометр.

Основные характеристики измерителей полных сопротивлений: перекрытие диапазона частот, пределы измерения КСВ, погрешность измерения КСВ, пределы измерения фазы коэффициента отражения, погрешность измерения фазы (при заданном КСВ), пределы индикации КСВ.

Панорамные рефлектометры и измерители КСВ. Подобные приборы выгодно отличаются от измерительных линий и обычных рефлектометров большой скоростью и удобством измерений, возможностью измерения полных сопротивлений, быстро меняющихся во времени и являющихся функцией частоты.

Из выражения для квадрата модуля коэффициента отражения $\Gamma^2=P_{отр}/P_{пад}$ видно, что при неизменном уровне падающей мощности во всем диапазоне частот модуль коэффициента отражения является однозначной функцией мощности, отраженной от исследуемого объекта:

$$\Gamma(f)=c\sqrt{P_{отр}(f)}.$$

Отсюда вытекает основной принцип устройства панорамных рефлектометров (измерителей КСВ): применение генератора с широкой полосой качания (свипирования) и стабильной мощностью во всем диапазоне измерений. Стабилизация мощности лежит в основе построения прямопоказывающих панорамных измерителей. Постоянство мощности необходимо поддерживать с точностью 1 ... 2%, и система стабилизации не должна быть инерционной (качание с частотой 10 ... 50 Гц).

Системы стабилизации мощности, представляющие собой схемы автоматического регулирования, бывают двух видов: с внутренним и внешним управлением. Схема с внутренним управлением предполагает воздействие сигнала ошибок, снимаемого с детекторной головки направленного ответвителя падающей мощности, непосредственно на генератор.

Схемы с внешним управлением, для которых характерно отсутствие паразитной частотной модуляции, основаны на применении регулируемых элементов. Управляемые сигналами ошибки они изменяют мощность в СВЧ тракте.

Рассмотрим схему панорамного измерителя. Прибор, структурная схема которого приведена на рис. 9.20, позволяет наблюдать на экране осциллографа панораму изменения КСВ в требуемом диапазоне частот и отсчитывать значения КСВ на любой частоте рабочего диапазона. После рассмотрения принци-

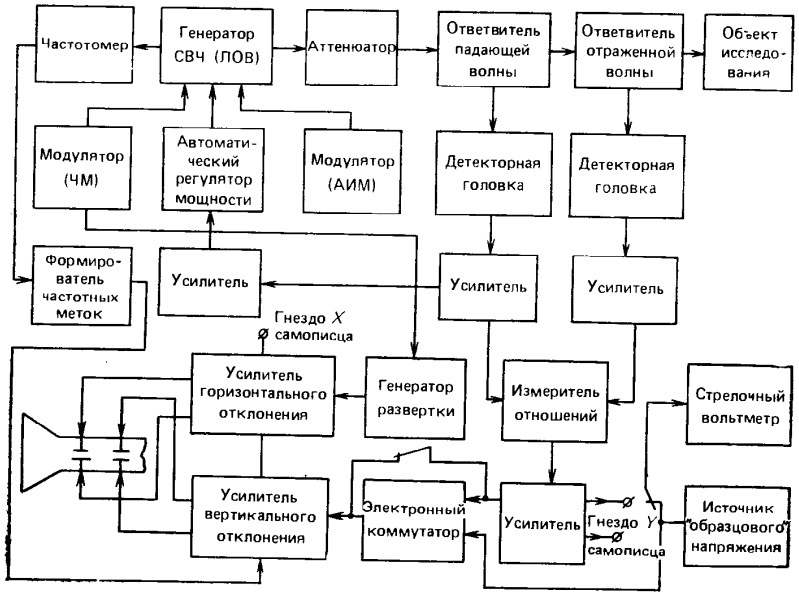


Рис. 9.20

пов действия рефлектометра и измерителя АЧХ несложно представить себе работу этой схемы.

Выходной сигнал генератора СВЧ, выполненного на лампе обратной волны, модулируется пилообразным напряжением по частоте и импульсным напряжением (меандром) по амплитуде. В тракт, соединяющий генератор с нагрузкой (объектом исследования), включены два направленных ответвителя. Один из них реагирует на падающую волну, второй — на отраженную.

Напряжения ответвленных волн, продетектированные (квадратичными детекторами) и усиленные, подаются на измеритель отношений. Выходное напряжение последнего пропорционально квадрату коэффициента отражения нагрузки и, следовательно, однозначно соответствует КСВ. После усиления это напряжение поступает в канал вертикального отклонения осциллографического индикатора.

Так как напряжение генератора, подводимое через усилитель к горизонтально отклоняющим пластинам ЭЛТ, изменяется синхронно с напряжением частотной модуляции генератора СВЧ, то на экране трубки наблюдается зависимость квадрата коэффициента отражения от частоты. Она дает общую картину, панораму.

Для получения значений КСВ в характерных точках и повышения точности отсчета в приборе предусмотрен электронный коммутатор. Его роль сводится к попеременной подаче усиленного выходного напряжения измерителя отношений и «образцового» напряжения в канал вертикального отклонения осциллографического индикатора. В результате такой коммутации на изображение накладывается светящаяся визирная линия. Ее положение на экране зависит от «образцового» напряжения. Регулировкой последнего добиваются совмещения визирной линии с интересующей экспериментатора точкой кривой. Значение КСВ в этой точке отсчитывается по шкале стрелочного вольтметра, измеряющего «образцовое» напряжение. Шкала стрелочного индикатора градуирована в единицах КСВ. Для определения частоты в данной точке используются частотные метки, наблюдаемые на изображении кривой, которые создаются с помощью частотомера и формирователя. Перемещение меток по кривой достигается перестройкой резонансного частотомера. Как видно из структурной схемы (рис. 9.20), можно измерять КСВ и при ручной перестройке частоты с отсчетом по шкале стрелочного вольтметра, а также записывать исследуемую кривую с помощью двухкоординатного самопишущего прибора, подключенного к гнездам *X* и *Y*.

Следует отметить, что рассмотренный прибор дает возможность также измерять ослабление аттенюаторов и получать АЧХ пассивных четырехполюсников. Имеются панорамные измерители КСВ, у которых предусмотрена остановка свипирования на выбранной частоте с автоматическим отсчетом.

В последние годы все шире стали применять автоматические измерители КСВ, управляемые микропроцессорной системой. Структурная схема одного из таких приборов изображена на рис. 9.21. Его работа заключается в следующем.

Выходной сигнал СВЧ генератора поступает через ферритовый вентиль и усилитель мощности в тракт, содержащий два направленных ответвителя: падающей волны (П) и отраженной волны (О). Нагрузкой основной линии служит объект исследования.

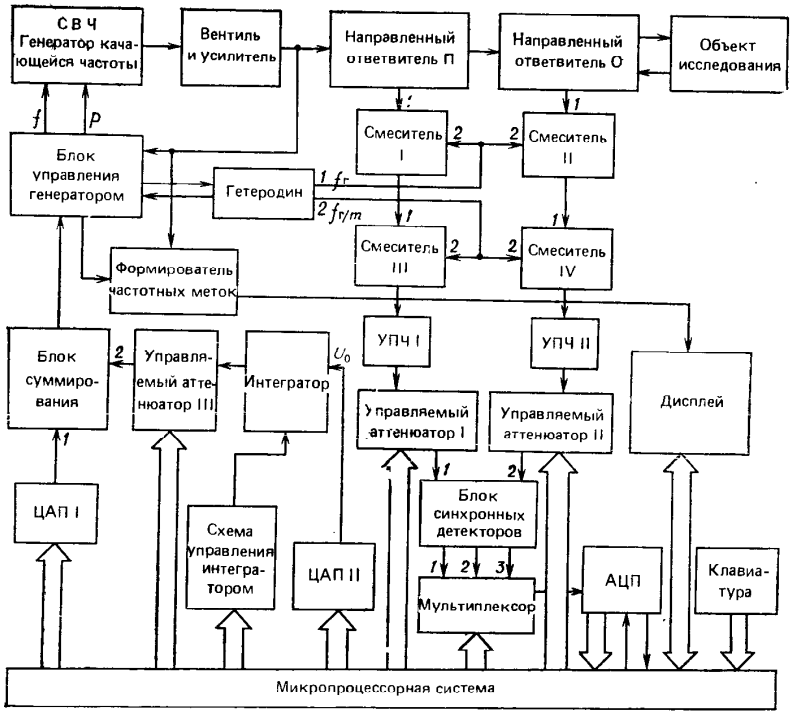


Рис. 9.21

Ответвленные сигналы подаются на смесители I и II. При этом мощность сигнала на входе *1* смесителя I пропорциональна мощности падающей волны $P_{пад}$, а мощность сигнала на входе *1* смесителя II — мощности отраженной волны $P_{отр}$. К входам *2* обоих смесителей подводится сигнал частотой $f_г$ с выхода *1* перестраиваемого гетеродина, имеющего такие же конструкцию и характеристики, как и основной генератор. В результате преобразования частоты на выходах смесителей образуются сигналы первой промежуточной частоты. Ее значение $f_{упч}$ приблизительно в 100 раз ниже значения частоты сигнала основного СВЧ генератора.

Характеристики преобразователей частоты, отличающиеся высокой линейностью, гарантируют сохранение в выходных сигналах смесителей I и II амплитудных и фазовых соотношений, присущих входным сигналам (смесители работают в режиме, при котором мощность сигнала много меньше мощности гетеродина). Для поддержания постоянным значения промежуточной частоты $f_{упч} = f_с - f_г$ применена фазовая автоподстройка частоты гетеродина (синхронизирующие сигналы подаются из блока управления генератором).

Выходные сигналы смесителей I и II (мощности этих сигналов пропорциональны $P_{пад}$ и $P_{отр}$ соответственно) поступают на входы *1* смесителей III и IV, к входам *2* которых подключен выход *2* гетеродиина. Значение частоты сигнала на выходе *2* гетеродина в m раз ниже значения $f_г$ частоты на его основном выходе (число m — целое; например, $m=400$). После преобразования частоты на выходах смесителей III и IV получаются сигналы, значение частоты которых $f'_{УПЧ}=f_г/m-f_{УПЧ}$ сравнительно мало (например, $f'_{УПЧ}=100$ кГц). Они подаются в блок синхронных детекторов, состоящий из трех синхронных детекторов с RC-фильтрами в выходной цепи, фазосдвигающей цепи, осуществляющей фазовый сдвиг на 90°.

У синхронного детектора, как известно, два входа и один выход. На один вход подается опорный сигнал $u_{вх\,1}=U_{оп}\sin(\omega t+\varphi_1)$, а на другой — исследуемый сигнал $u_{вх\,2}=U_{иссл}\sin(\omega t+\varphi_2)$. Выходное напряжение синхронного детектора — напряжение постоянного тока $u_{вых}=U_{оп}U_{иссл}\cos\varphi$ (где φ — фазовый сдвиг между напряжениями исследуемого и опорного сигналов).

В рассматриваемой схеме (рис. 9.21) в качестве опорного сигнала используется сигнал, подаваемый с выхода УПЧI (из канала падающей волны) через управляемый аттенюатор I на вход *1* блока синхронных детекторов и ограниченный (внутри блока) по амплитуде. Следовательно, амплитуда опорного сигнала фиксирована и ее значение можно принять за единицу. Функции исследуемого сигнала для первого синхронного детектора выполняет сигнал канала падающей волны, а для второго и третьего детекторов — сигнал, поступающий на вход *2* блока синхронных детекторов (из канала отраженной волны). При этом опорный сигнал третьего детектора сдвинут по фазе на 90° относительно опорного сигнала первого и второго детекторов с помощью фазосдвигающей цепи. Таким образом, напряжения постоянного тока на выходах трех синхронных детекторов описываются выражениями: $u_{вых\,1}=k_1U_{пад}$, $u_{вых\,2}=k_2U_{отр}\cos\varphi$ и $u_{вых\,3}=k_3U_{отр}\sin\varphi$.

С помощью мультиплексора выход синхронных детекторов поочередно подключаются к сигнальному входу АЦП (номер подключаемого детектора определяется цифровым кодом, подаваемым на мультиплексор из микропроцессорной системы). Поступающее на АЦП напряжение преобразуется в числовой эквивалент, который фиксируется в ОЗУ микропроцессорной системы по определенному адресу.

Микропроцессорная система выполняет вычислительные и управляющие функции. Первые из них сводятся к вычислению модуля и фазы коэффициента отражения по значениям напряжений $u_{вых\,1}$, $u_{вых\,2}$ и $u_{вых\,3}$, а также значения КСВ. Управляющие функции таковы: установка начального и конечного значений частот полосы качания основного СВЧ генератора, линейное качание частоты (свиппирование) генератора, автоматическая калибровка измерителя в режимах короткого замыкания и холостого хода, выдача графической и цифро-знаковой информации на дисплей,

управление положением фазовой характеристики на экране дисплея и т. п.

Рассмотрим, как осуществляется установка начального и конечного значений частот, а также линейное качание частоты основного СВЧ генератора.

Чтобы задать начальное и конечное значения частот полосы качания, нажимают соответствующие клавиши на передней панели прибора. При этом на входы ЦАПI подается из микропроцессорной системы определенное число (цифровой код), которому соответствует фиксированное значение напряжения постоянного тока на выходе ЦАПI. Оно поступает на вход *1* блока суммирования и передается через него, а также через блок управления генератором на СВЧ генератор, в результате чего устанавливается требуемое начальное значение полосы качания.

К входу *2* блока суммирования подводится линейно-изменяющееся напряжение с выхода интегратора, которое поступая через блок суммирования и блок управления на СВЧ генератор, осуществляет частотную модуляцию последнего по линейному закону, т. е. линейное качание частоты. Как следует из (3.11), крутизна выходного напряжения интегратора зависит от значения U_0 напряжения на его входных зажимах. В рассматриваемой схеме (рис. 9.21) U_0 — значение напряжения постоянного тока на выходе ЦАПII. Оно определяется числом цифрового кода, поступающего на входы ЦАПII из микропроцессорной системы. Продолжительность действия напряжения U_0 на входе интегратора задается схемой управления в соответствии с командами, подаваемыми на ее цифровой вход.

Девиация частоты (полоса качания) СВЧ генератора — функция амплитуды напряжения, подводимого с выхода интегратора к входу *2* блока суммирования через управляемый аттенюатор III. Следовательно, изменять полосу качания можно изменением коэффициента передачи управляемого аттенюатора III, значение которого определяется цифровым кодом, выдаваемым на аттенюатор микропроцессорной системой.

Для получения на экране кривой, отображающей зависимость КСВ от частоты, дисплей содержит генератор развертки, выполненный на основе ЦАП, управляемого микропроцессорной системой. Это гарантирует синхронность перемещения луча ЭЛТ и качания частоты СВЧ генератора.

В схеме прибора предусмотрен формирователь частотных меток. С его помощью на экране получают яркостные точки (метки), расстояние между которыми по горизонтальной оси соответствует определенному значению частоты (например, 10 МГц).

Автоматическая калибровка прибора в режиме короткого замыкания производится следующим образом. При отключенном объекте исследования выход основного тракта замыкается накоротко. Если каналы падающей и отраженной волн идентичны, то значения напряжений на входах *1* и *2* блока синхронных детекторов должны быть равными. Если же при калибровке окажется,

что это не так, то коэффициенты передачи указанных каналов выравниваются с помощью управляемых аттенюаторов I и II согласно числам цифрового кода, подводимого из микропроцессорной системы к цифровым входам аттенюаторов.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

ТЕСТИРОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ СХЕМ И МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ СИСТЕМ

10.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Широкое применение цифровых схем в современных электронных устройствах вызвало необходимость разработки специальной испытательной аппаратуры. Актуальность этой задачи возросла с внедрением микропроцессорных систем практически во все области техники.

Испытание цифровых схем, микропроцессоров и микропроцессорных систем называют *тестированием*. Его проводят для проверки качества функционирования устройства или системы, диагностики и отыскания неисправностей. Специфика структуры и работы цифровых схем и особенно микропроцессорных систем обусловливают сложность их тестирования, не позволяют отыскивать неисправности, опираясь только на широко известные (традиционные) измерительные приборы: осциллографы, анализаторы спектра, электронные вольтметры, обычные тестеры и т. д.

В современной электронной технике диагностические процедуры стали громоздкими и трудоемкими. Это особенно справедливо по отношению к цифровым устройствам и системам на основе микропроцессоров, для которых производственные установки контроля очень сложны и требуют хорошо обученных операторов, а диагностика связана с большой затратой времени.

Если еще на стадии проектирования устройства, содержащего микропроцессорную систему, не продуманы вопросы тестирования, то в процессе эксплуатации они могут вырасти в трудно разрешимую проблему. Особенности цифровых устройств, микропроцессорных систем [49] (которые в отличие от аналоговых устройств, использующих сигналы во временной или частотной области, оперируют с данными) влияют на организацию контроля и диагностики, определяют специфику тестирования и требуемую для его выполнения аппаратуру.

Неисправности, связанные с микропроцессором и узлами, которые подключены к нему через интерфейсные схемы (см. § 12.4), очень сложно обнаружить и еще труднее локализовать их источники. Применение традиционных приборов и методов контроля может не дать ощутимых результатов даже при многочасовой испытательной процедуре. Поэтому расширение сферы применения

микропроцессоров и других цифровых устройств, построение разнообразных микропроцессорных систем явились причиной создания принципиально новых, эффективных методов контроля и диагностики этих систем.

Известны следующие методы тестирования: программная автодиагностика, статическое тестирование, логический и сигнатурный анализ. Здесь охарактеризуем первые два метода, а третий и четвертый, получившие наибольшее распространение, подробно рассмотрены в последующих параграфах.

Программная автодиагностика предполагает тестирование программируемых устройств на основе использования внутренних диагностических программ. Они бывают двух типов: самозапускаемые и вызываемые по требованию пользователей системой. Полезной для тестирования ряда устройств является программа прослеживания основного алгоритма, согласно которой испытуемая система проходит обычную последовательность состояний работы, причем в ключевых точках индицируются мнемонические коды. Само собой разумеется, что возможность автодиагностики предусматривают при проектировании системы и указания по ее осуществлению отражают в соответствующих инструкциях.

Метод статического тестирования микропроцессорной системы основан на том, что выполняемые ею операции можно рассматривать как совокупность последовательно изменяемых электрических состояний. Поэтому когда пользователя не интересует динамика процесса, то можно тестировать систему, искусственно устанавливая различные состояния. Для этого в систему включают вместо микропроцессора специальное устройство, имеющее набор тумблеров, с помощью которых можно задавать все возможные состояния. Выбирая определенные комбинации положений тумблеров, пользователь подает сигналы адресов и управления на определенный модуль системы (например, ОЗУ) и проверяет его работоспособность. Более подробно о методе статического тестирования см. в [39].

10.2. ЛОГИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ

Различают три вида приборов, с помощью которых осуществляют логический анализ: анализаторы логических состояний, анализаторы логических временных диаграмм, генераторы логических синхросигналов.

Прежде чем излагать принципы построения приборов, раскроем понятия «логические состояния» и «временные диаграммы» цифровых устройств.

Логические состояния. Двоичные сигналы цифровых схем, как известно, характеризуются двумя заметно различающимися уровнями напряжения, называемыми *логическим нулем* и *логической единицей* (их обозначают 0 и 1 соответственно). В реальных системах логический уровень обычно не задают строго конкретным значением напряжения: он может принимать какое-то значение в

установленном интервале. Так, при ГТЛ логике построения БИС логическому нулю может соответствовать любое значение напряжения, равное или меньше 0,4 В, а логической единице — значение напряжения, равное или больше 2,4 В. Иначе говоря, логический нуль — это низкий уровень напряжения (иногда отрицательной полярности), а логическая единица — высокий (положительной полярности).

Комбинация нулей и единиц на выходах цифровой схемы определяет ее *логическое состояние*. Простейшим примером может служить триггер, у которого возможны два логических состояния: 0 и 1.

Рассмотрим в качестве более сложного примера 4-разрядный двоичный счетчик, изображенный на рис. 10.1 (здесь T_1 — триггер младшего разряда, T_4 — триггер старшего разряда). В зависимости от числа импульсов, поступивших на вход счетчика, он может иметь 16 логических состояний, определяемых логическими уровнями на выходах всех триггеров:

	Логическое состояние			
исходное нулевое	**0**	**0**	**0**	**0**
после 1-го импульса	**0**	**0**	**0**	**1**
после 2-го импульса	**0**	**0**	**1**	**0**
после 3-го импульса	**0**	**0**	**1**	**1**
после 4-го импульса	**0**	**1**	**0**	**0**
после 5-го импульса	0	1	0	1
после 6-го импульса	0	1	1	0
после 7-го импульса	0	1	1	1
после 8-го импульса	1	0	0	0
. . . . .				
после 15-го импульса	1	1	1	1

Очевидно, что если входными импульсами счетчика синхронизировать работу анализатора, фиксирующего логические состояния счетчика и отображающего их на дисплее, то можно установить, нормально ли функционирует счетчик.

Теперь еще немного усложним пример. Предположим, что интересующий нас объект — 8-разрядный сдвигающий регистр (рис. 10.2). К его основному входу D подводится последовательность битов 10010110, а на вход C поступают тактовые (сдвигающие) импульсы. В исходном состоянии содержимое регистра, определяемое логическими состояниями триггеров T_1—T_8, будет 00000000. С приходом 1-го тактового импульса в триггер T_1 запишется 1. Логическое состояние регистра станет 00000001. Второй тактовый импульс продвинет 1 из триггера T_1 в триггер T_2, а

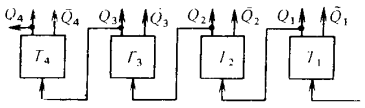


Рис. 10.1

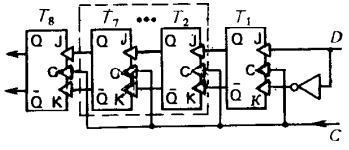


Рис. 10.2

в триггер T_1 запишет следующий бит последовательности — 0, что повлечет за собой изменение логического состояния регистра. Оно будет таким: 00000010. Третий тактовый импульс снова изменит состояния триггеров и т. д. В течение цикла, включающего восемь тактовых импульсов, сдвигающий регистр будет иметь восемь различных логических состояний. Контролируя их, можно сделать заключение о правильности работы регистра. Заметим, что максимальное число логических состояний 8-разрядного сдвигающего регистра (при различных входных последовательностях или одной, но очень длинной входной последовательности) равно 2^8.

Совокупность логических состояний отображается в виде таблицы чисел.

В микропроцессорных системах передаваемые по шине данных слов (или по адресной шине — адреса) рассматривают как последовательность логических состояний.

Логические временны́е диаграммы. При анализе работы системы, отыскании неисправностей в ней и локализации их источника возможны ситуации, когда представление данных во временной области дает больше информации о работе системы и возникающих сбоях, чем таблица логических состояний.

Характерными примерами неисправностей в цифровой системе, аналоговых по своей сущности, могут служить искажения фронта импульса, смещения моментов переключения и т. п.

Рассмотрим для примера сигналы на выходах Q_1, Q_2, Q_3 и Q_4 4-разрядного двоичного счетчика (рис. 10.1). Изменения напряжения этих сигналов во времени и представляют логические временные диаграммы. Они показаны на рис. 10.3.

Три формы отображения результатов анализа. Дисплеи логических анализаторов, выполненные на основе ЭЛТ, могут отображать получаемую при испытаниях цифровых схем информацию в форме таблиц чисел, временных диаграмм и карты состояний.

Табличный дисплей применяется в анализаторах логических состояний. Он позволяет наблюдать логические состояния в виде таблиц чисел, которые могут быть представлены в различных форматах (системах счисления): двоичном, восьмеричном, десятич-

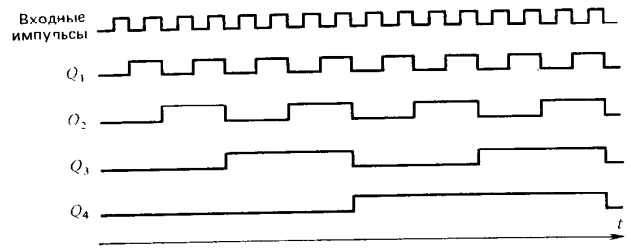


Рис. 10.3

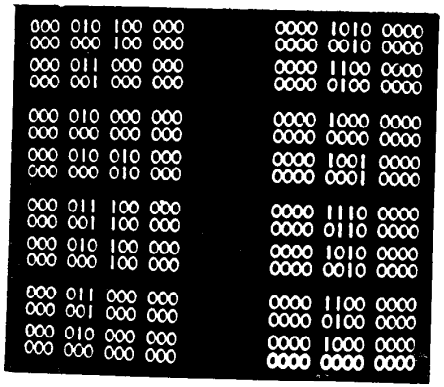


Рис. 10.4

ном, шестнадцатеричном. Такие дисплеи иногда называют дисплеями для отображения информации в области данных. Картину, наблюдаемую на табличном дисплее, иллюстрирует рис. 10.4.

По горизонтали расположены слова. Вертикальную ось называют «осью событий». Таким образом, табличный дисплей воспроизводит информацию в координатах «слово — событие». Примером «события» может служить очередной импульс, поступающий на вход счетчика и изменяющий его логическое состояние.

Для удобства чтения слова, состоящие из 12 битов, разделены на части (слоги), содержащие по 4 бита (для шестнадцатеричного формата) или по 3 бита (для восьмеричного формата).

Дисплей, с помощью которого получают *логические временные диаграммы,* подобен экрану многоканального осциллографа. Обычно можно одновременно наблюдать восемь временных диаграмм (в координатах «напряжение — время»), соответствующих восьми или меньшему числу различным точкам схемы, например выходам триггеров двоичного счетчика. Пример отображения информации во временной области с помощью дисплея рассматриваемого вида приведен на рис. 10.5.

При представлении данных в виде *карты состояний* на экране

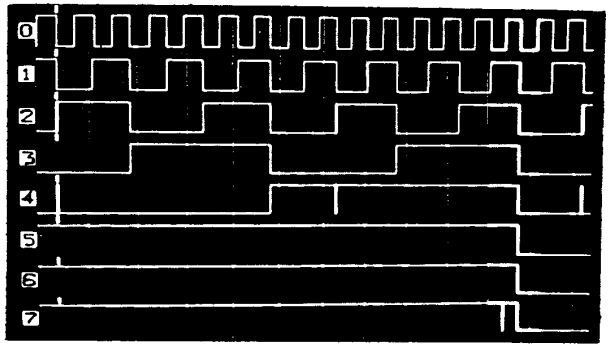


Рис. 10.5

дисплея вместо таблицы битов воспроизводится матрица светящихся штрихов, где каждый штрих соответствует определенному байту. Штрихи так взаимосвязаны, что по карте можно наблюдать последовательность обработки данных.

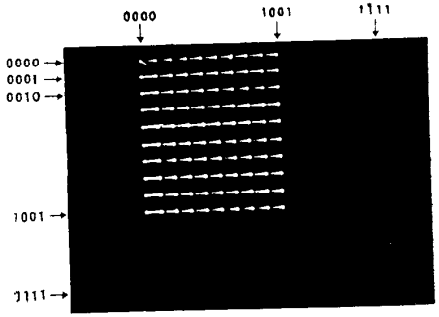


Рис. 10.6

На рис. 10.6 приведен пример карты, которая отображает состояния десятичного счетчика, состоящего из двух счетных декад. Он считает числа импульсов от 0 до 99 (в десятичной системе счисления). Строки, образованные последовательностью штрихов, соответствуют состояниям декады старшего разряда (они могут изменяться от 0000 до 1001), а столбцы — состояниям декады младшего разряда (они также могут изменяться от 0000 до 1001). В точке пересечения горизонтальной линии (строки) штрихов, соответствующей конкретному старшему разряду (например, 0010), и вертикальной (столбца), соответствующей данному младшему разряду (например, 1001), расположен штрих, представляющий определенное слово (в нашем примере — слово 00101001). Из рисунка видно, что штрих в левом верхнем углу карты отображает слово 00000000, а штрих в нижнем правом углу карты — слово 10011001.

Если экран используется полностью, то штрихи, расположенные в угловых точках экрана, представляют такие слова: 00000000 (левый верхний угол), 00001111 (правый верхний угол), 11110000 (левый нижний угол), 11111111 (правый нижний угол). Следует заметить, что яркость изображения увеличивается по мере приближения луча к каждой новой точке. Это позволяет судить о направлении потока измерения состояний.

Карта состояний облегчает контроль функционирования цифровой схемы, работающей циклически. Например, если на карте, изображенной на рис. 10.6, между шестой и седьмой строчками штрихов появился бы пробел (выпала строка), то это ствидетельствовало бы о том, что счетчик перескочил из состояния 01011001 (число 59 в десятичной системе счисления) в состояние 01110000 (число 70), вместо стостояния 01100000 (число 60), в которое он должен перейти при нормальном функционировании.

При контроле выполнения программы микропроцессорной системы логическим анализатором с описываемым дисплеем карта состояний принимает особую форму. Если научиться распознавать формы, характерные для конкретных микропроцессорных систем, то можно относительно легко констатировать нормальный ход программы.

Для обозначения, выделения специфической точки на карте состояний используется указатель, называемый курсором. Он представляет собой светящийся кружок, который можно перемещать по экрану. Например, с помощью курсора отмечается расположение точки, отображающей собой программы.

Анализатор логических состояний. Приборы этого типа, называемые также синхронными анализаторами, должны отвечать ряду требований. Основные из них сводятся к следующему:

анализируемые данные должны поступать и отображаться в двоичном коде, т. е. в виде комбинаций битов;

наличие достаточно большого числа параллельных входов, позволяющих одновременно контролировать целое слово;

управление данными, поступающими в анализатор и циркулирующими в испытуемом устройстве, должно производиться одними и теми же синхроимпульсами. Интервал времени, необходимый для фиксации данных в анализаторе, должен быть очень малым;

подключение анализатора к испытуемой схеме не должно влиять на ее параметры, а также требовать изменения режима или программы работы;

конструкция входного устройства анализатора должна обеспечивать рациональное подключение прибора к испытуемому устройству;

дисплей анализатора должен позволять легко воспринимать и интерпретировать отображаемую информацию.

В соответствии со вторым требованием выпускаются 8-, 12-, 16-, 32-, 48- и 64-канальные анализаторы логических состояний.

На рис. 10.7 представлена структурная схема 16-канального анализатора. Работой прибора управляют синхронизирующие сигналы (тактовые импульсы), которые подаются на вход тактовых импульсов от испытуемого устройства (возможно и управление сигналами внутреннего тактового генератора).

После включения анализатора на входы *1* и *2* логического элемента $И_1$, с выхода *2* формирователя управляющего сигнала и с выхода делителя частоты подается единица (разрешающий потенциал), в результате чего появляется разрешающий потенциал на входе *1* логического элемента $И_2$.

С помощью клавиатуры экспериментатор набирает заданное слово, соответствующее нормальному логическому состоянию испытуемой схемы. С ним необходимо сравнить слово, поступающее на входы анализатора. Биты набранного слова подводятся к входам *1* компаратора слов.

Анализируемое слово подается в форме 16 параллельных битов на входы прибора (с 0-го по 15-й), которыми служат первые входы компараторов. Ко вторым входам компараторов подводится пороговое напряжение. Его значение определяет порог, различающий логический нуль и логическую единицу, характерные для испытуемой схемы (в числовом примере, приведенном в начале параграфа, этот порог 2,4 В). С выходов 16 компараторов биты слова подаются на входы *2* компаратора слов, где сравниваются с

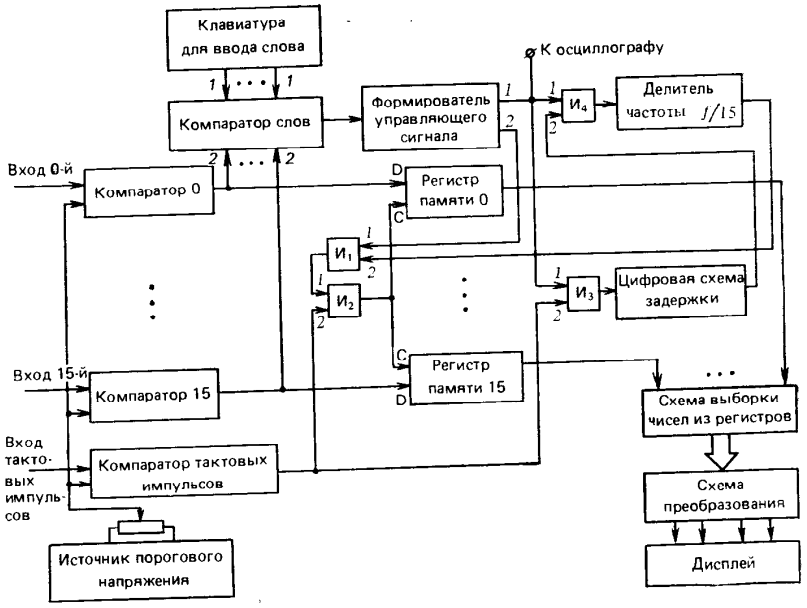


Рис. 10.7

набранным словом, а также на входы *D* регистров памяти (с 0-го по 15-й).

Если слово, поступившее на входы анализатора, не совпадает со словом, набранным клавиатурой, то каждый новый тактовый импульс, проходящий через открытый логический элемент $И_2$ на входы С регистров памяти, записывает в каждый из них «свой» бит входного слова (в 16 регистрах памяти фиксируется слово в параллельной форме) и сдвигает бит, записанный предыдущим тактовым импульсом, в соседнюю ячейку регистра. Такое положение будет повторяться при каждом новом тактовом импульсе до тех пор, пока слова, подведенные к входам *1* и *2* компаратора слов, не окажутся одинаковыми.

Когда входное слово совпадает с набранным, на выходе компаратора слов появляется импульс. Он запускает формирователь управляющего сигнала, вырабатывающий стробирующий импульс, который с выхода *1* формирователя подается на входы *1* логических элементов $И_3$, $И_4$. Это создает возможность прохождения тактовых импульсов через элемент $И_3$ на вход цифровой схемы регулируемой задержки, а также импульсов с ее выхода через элемент $И_4$ в делитель частоты.

При выключенной схеме задержки по истечении 15 тактовых импульсов (с момента совпадения слов) на выходе делителя час-

тоты ($f/15$) появляется сигнал, запирающий логический элемент $И_1$, а следовательно, и логический элемент $И_2$, в результате чего прекращается запись чисел в регистры памяти. К этому моменту в регистрах зафиксировано слово, имеющееся в данный момент на входах прибора (оно расположено в последних от входа ячейках регистров), и еще 15 слов, записанных 15 тактовыми импульсами, поступившими после момента возникновения импульса на выходе компаратора слов (момента совпадения слов). Если входное слово в течение 16 тактов не менялось, то во всех ячейках данного регистра должен быть записан один и тот же бит, а во всей совокупности регистров — 16 одинаковых слов.

Запомненные в регистрах слова извлекаются схемой выборки чисел и передаются через схему преобразования, содержащую генератор символов, на дисплей. Последний отображает кадр из 16 слов в виде таблицы битов. Для облегчения восприятия таблицы последовательности слов (логических состояний) столбцы группируются в блоки по три бита в строке (если требуется представление в восьмеричном формате) или по четыре бита в строке (когда желательно представление в шестнадцатеричном или двоично-десятичном формате) рис. 10.4. Строки также обычно разбивают на группы, т. е. делают просветы между группами строк. Это упрощает считывание битов данной строки.

Рассмотренный режим работы анализатора логических состояний называют режимом НАЧАЛО. В этом режиме на дисплее отображается кадр из 16 слов, начинающийся с набранного слова. Оно представлено верхней строкой таблицы, а расположенные ниже строки соответствуют словам, записанным в регистрах после момента совпадения входного и набранного слов.

Во втором режиме анализа, называемом режимом КОНЕЦ, до момента совпадения входного слова с набранным схема работает так же, как и в первом режиме. Когда на выходе компаратора слов появляется импульс, формирователь управляющего сигнала немедленно выдает с выхода *2* сигнал логического нуля, запирающий логический элемент $И_1$, а следовательно, и логический элемент $И_2$. Это создает «запрет» для ввода чисел в регистры памяти. Тогда в первых ячейках регистра оказывается записанным входное слово, совпавшее с набранным, а в последующей ячейках — 15 слов, появляющихся в течение 15 тактов, предшествовавших моменту совпадения входного слова с набранным. Следовательно, набранное слово завершает последовательность из 16 слов.

Таким образом, при втором режиме работы анализатора дисплей отображает кадр из 16 слов, заканчивающийся набранным словом. Подобный режим позволяет исследовать логические состояния испытуемой системы до момента наступления ожидаемого события — совпадения входного и набранного слов.

Возможен и третий режим работы анализатора — при включенной цифровой схеме регулируемой задержки. В этом режиме дисплей отображает кадр, состоящий из 16 слов, но первое слово кадра задержано относительно момента совпадения входного и

набранного слов на число тактов (число слов), которое задано положениями регуляторов цифровой схемы задержки (рис. 10.7).

До сих пор при описании работы анализатора предполагалось, что у него табличный дисплей. В равной мере может быть использована и карта состояний. При этом схема преобразователя содержит два 8-разрядных ЦАП. На первый из них схема выборки чисел из регистров подает число, которое представляет 8 младших разрядов слова, записанного в регистрах. Образующееся на выходе первого ЦАП напряжение, пропорциональное числу, подводится к горизонтально отклоняющим пластинам ЭЛТ. Число, соответствующее 8 старшим разрядам слова, записанного в регистрах, поступает на второй ЦАП. Пропорциональное этому числу напряжение подается с выхода второго ЦАП на вертикально отклоняющие пластины трубки. Переход от табличного отображения к карте состояний достигается изменением положения переключателя вида дисплея.

При поверхностной оценке описанной процедуры может показаться, что тестировать микропроцессорную систему анализатором логических состояний просто. Однако реальная процедура прослеживания последовательно меняющихся состояний сложна и продолжительна, а для интерпретации результатов анализа требуется специалист высокой квалификации, хорошо знающий тестируемую систему. Поэтому логические анализаторы более эффективны для испытаний обычных цифровых устройств, чем для контроля и диагностики (особенного глубокой) микропроцессорных систем. Эти анализаторы применяют преимущественно в лабораторной практике, реже в производстве и совсем редко в условиях эксплуатации.

Анализаторы логических временных диаграмм. Рассмотренные анализаторы логических состояний позволяют констатировать факт (а иногда и место) возникновения неисправности в тестируемой цифровой схеме. Однако после того, как установлено наличие ошибки, требуется определить ее характер и причину. Часто ошибки проявляются в виде кратковременных импульсных помех, неодновременного прихода сигналов, перемещающихся нарушений синхронизации, неправильных команд. В таких ситуациях эффективно применение анализатора логических временных диаграмм, который также называют асинхронным. Он очень удобен при контроле стандартных интерфейсов для отображения последовательностей, посылаемых по шинам управления, данных, передаваемых через устройства ввода — вывода, сигналов «рукопожатия» (см. § 12.4).

Так как при временном анализе приходится исследовать сигналы и процессы, длительность которых намного меньше длительности, занимаемой словом данных, то рабочая частота анализатора логических временных диаграмм должна быть значительно выше, чем у анализатора логических состояний для тех же самых полей данных.

У большинства анализаторов логических временных диаграмм

предусмотрена возможность работы в двух основных режимах: синхронном и асинхронном. Последний режим — высокоскоростной. Максимальное быстродействие определяется назначением анализатора. Выпускаются приборы, характеризуемые быстродействием 20, 50, 100 и 500 МГц.

Необходимость в высоком быстродействии можно ощутить на примере тестирования микропроцессора типа КР580ИК80А (или 8080А). Хотя длительность такта составляет 500 нс (частота 2 МГц), но информация состояния, передаваемая по 8-линейной шине данных микропроцессора, доступна в течение малого интервала времени между системными циклами синхронизации, составляющего всего 50 нс. За это время проходит слово состояния (8 бит) и изменяются логические уровни в двух линиях синхронизации. Для анализа временной диаграммы, соответствующей указанным сигналам, интервал в 50 нс необходимо разделить на пять частей, т. е. получить интервалы по 10 нс. Очевидно, что это возможно лишь тогда, когда частота дискретизации (быстродействие анализатора) будет не ниже 100 МГц. Только при таких соотношениях удается зафиксировать неодновременность прихода сигналов. К приведенному примеру можно добавить и то, что даже у микропроцессоров со сравнительно низким быстродействием (1 ... 2 МГц) продолжительность хранения входных или выходных данных не превышает 10 нс. Поэтому для анализа временных соотношений между сигналами микропроцессора и его периферийных микросхем необходимы приборы с высоким быстродействием.

Важным достоинством анализаторов логических временных диаграмм, которым не обладают анализаторы логических состояний, является возможность обнаружения ложных сигналов, представляющих собой импульсные помехи малой длительности. Их действие может нарушить нормальное функционирование системы, а в синхронном режиме их практически невозможно обнаружить. В ряде анализаторов логических временных диаграмм предусмотрены специальные триггерные схемы, фиксирующие ложные импульсы (это позволит обнаруживать их даже при длительности 5 нс). Схема расширяет короткие импульсы почти до длительности, равной интервалу дискретизации, что гарантирует регистрацию ложных импульсов.

Для облегчения анализа временных диаграмм дисплей, отображающий их, снабжен специальным указателем (курсором). Он представляет собой вертикальную прямую линию. Ее можно перемещать вдоль экрана, устанавливая в характерных точках диаграммы. С помощью этого курсора удобно определять сдвиг по оси времени одной точки временной диаграммы относительно другой. У некоторых анализаторов имеются два таких курсора, что позволяет измерять прямым путем (без вычислений) интервал времени, разделяющий точки, с которыми совмещены курсоры.

Встречаются различные варианты конструкций логических анализаторов. Одни приборы выпускаются со встроенной ЭЛТ, другие для воспроизведения временных диаграмм требуют применения осциллографа или отдельного блока с ЭЛТ. Имеются логические анализаторы, позволяющие отображать данные как в виде таблиц логических состояний, так и в виде временных диаграмм.

Применение в логическом анализаторе цветной ЭЛТ способствует повышению производительности труда испытателей. Отображение временных диаграмм зеленым цветом, помех желтым и курсоров красным позволяет при поиске неисправностей точнее считывать информацию с дисплея, уменьшить число ошибок.

Измерительные пробники. Эти устройства, называемые также зондами или щупами, выполняют важные функции при логическом анализе. Их конструкции разнообразны.

Одну группу составляют индивидуальные пробники, используемые как самостоятельные устройства для контроля логического уровня в одной точке испытуемой схемы. Такие пробники, называемые логическими, по своему внешнему виду напоминают карандаш с наконечником, из которого выходит металлическая игла.

Логический пробник служит для обнаружения и индикации логического уровня в точке схемы, к которой прижата игла наконечника. Для индикации уровня используется свечение наконечника, причем оно тусклое, пока пробник находится вне испытуемой схемы. Если потенциал точки, которой касается игла, высокий, т. е. логическая единица, то наблюдается яркое свечение наконечника. При логическом нуле (низкий потенциал) свечение отсутствует. Если же значение потенциала выше значения, соответствующего верхней границе интервала логического нуля, и ниже значения, обозначающего нижнее значение интервала логической единицы («плохой» уровень), то свечение получается тусклым. Пульсирующий потенциал отображается мерцанием, низкочастотными вспышками.

Логический пробник считают эффективным средством для обнаружения очень коротких, а также редко повторяющихся импульсов, которые трудно наблюдать с помощью осциллографа. Он реагирует на импульсы положительной полярности, длительность которых больше или равна 10 нс, а при импульсах отрицательной полярности свечение сразу прекращается. С помощью логического пробника удается отыскать такую неисправность, как обрыв цепи (в этом случае наблюдается тусклое свечение наконечника).

В многоканальных логических анализаторах измерительные пробники служат для подключения к объекту тестирования. Возможны различные конструктивные решения. Например, у одних анализаторов каждый пробник выведен с передней панели прибора индивидуально. Для других анализаторов характерны переходные колодки, объединяющие зонды в группы, например 8-канальные переходные колодки с ответвляющимися от них пробниками. Встречаются и приборы, у которых входное устройство представляет собой комплект из четырех колодок: три колодки служат для подключения к шестнадцати каналам данных и двум каналам

признаков, а четвертая содержит пробник, предназначенный для подачи в прибор синхронизирующих сигналов.

В заключение отметим, что методики тестирования типовых цифровых устройств с помощью логических анализаторов и логических зондов освещены в [111, 125].

Анализатор потока цифровых данных. Рассмотренный ранее анализатор логических состояний (рис. 10.7) хорошо выполняет свои функции при контроле работы относительно простых цифровых устройств, но недостаточно эффективен, когда требуется анализизовать потоки данных, циркулирующие по шинам тестируемой микропроцессорной системы. Эту задачу решает специально разработанный прибор, получивший название анализатора потока цифровых данных. Он представляет собой усовершенствованный логический анализатор со встроенной микропроцессорной системой, который позволяет наблюдать на экране дисплея и анализировать логические состояния на шинах адреса, данных, управления тестируемой системы при разработке и откладке как ее аппаратных, так и программных средств. Следует подчеркнуть, что программы, выполняемые контролируемой микропроцессорной системой (микро-ЭВМ), для проверки которых служит анализатор, могут включать различные ветвления, циклы, подпрограммы.

Система запуска прибора построена так, что пользователь может выбрать начало захвата данных в определенной точке программы, анализировать ход основной ее части, сопоставлять получаемые результаты с ожидаемыми. Предусмотрены режимы последовательного запуска, выборочного сбора данных, перезапуска, а также подсчета числа состояний.

На рис. 10.8 приведена структурная схема 32-канального анализатора потока цифровых данных. Его работа заключается в следующем.

Исследуемый поток данных подается в форме параллельных битов на первые входы аналоговых компараторов, ко вторым вхо-

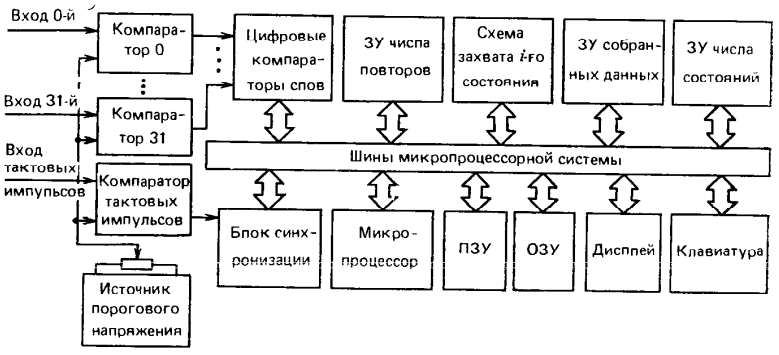


Рис. 10.8

дам которых подводится пороговое напряжение (число используемых компараторов зависит от длины анализируемого слова состояния). Компараторы служат для согласования логических уровней тестируемого устройства и анализатора. С выхода аналоговых компараторов биты слова поступают в цифровые компараторы, с помощью которых из потока данных выделяется требуемая для просмотра область. Условия просмотра задаются кодовыми комбинациями, предварительно введенными в цифровые компараторы. Эти комбинации представляют собой цифровые коды состояний, через которые проходит анализируемая программа. Они сопоставляются со словами, подаваемыми на входы прибора. Различают два вида слов состояний, определяющих условия просмотра: состояния запуска и выборочные состояния. К первым относят слова, которые появляются на входах прибора в определенном порядке и задают траекторию (трассу) потока данных. Вторые — это слова, выделяемые из потока данных (вся остальная информация исключается как ненужная) и записываемые в ЗУ собранных данных.

Сигналы, образующиеся на выходах цифровых компараторов при каждом совпадении анализируемого слова состояния с ожидаемым (в процессе анализа это многократно повторяется), вводятся в ЗУ числа повторов и схему захвата i-го состояния. Когда число повторов станет равным заданному, указанные устройства вырабатывают сигнал, изменяющий адрес ячейки ЗУ собранных данных, в которую записывается слово состояния (считывается оно по сигналам, поступающим из микропроцессорной системы). Число записываемых слов состояния фиксируется в ЗУ числа состояний. Так как слова следуют с определенным временным шагом, то подсчет числа состояний равнозначен измерению интервала времени между запоминаемыми состояниями. Это позволяет измерить время исполнения циклов или обслуживания прерываний.

По командам микропроцессора, управляющего работой анализатора, в ОЗУ вводится информация, которая должна быть отображена на экране дисплея. Ее можно представить в двоичном, восьмеричном и шестнадцатеричном форматах — для кодов, соответствующих условиям просмотра и воспроизводимым словам, а также в мнемоническом виде (команд ассамблера микропроцессора) — для кодов воспроизводимых слов.

Разработан также логический анализатор, дающий возможность фиксировать количественные показатели программ при работе в реальном масштабе времени [17].

10.3. СИГНАТУРНЫЙ АНАЛИЗ

Как уже отмечалось, диагностика микропроцессорных систем и других цифровых устройств, содержащих микропроцессоры, представляет сложную задачу. Анализаторы логических состояний, рассмотренные в § 10.2, решают ее лишь частично. Они помога-

ют прослеживать алгоритм работы микропроцессора по последовательности его машинных состояний. Однако процедура отыскания и выяснения причины неисправности оказывается весьма продолжительной и требует интерпретаций полученных результатов. Поэтому для ее выполнения требуются специалисты высокой квалификации. Более того, не исключены ситуации, когда с помощью традиционных измерительных и испытательных приборов вообще не удается установить причину отказа (локализовать его), обусловленного микропроцессором или узлами схемы, связанными с ним через интерфейсы.

Одним из наиболее эффективных путей поиска неисправностей во многих цифровых устройствах и особенно в устройствах содержащих микропроцессоры, является применение сигнатурного анализа, методика проведения которого и соответствующие приборы, называемые сигнатурными анализаторами, разработаны сравнительно недавно [21, 36, 64, 119].

Название сигнатурный анализ происходит от слова сигнатура, имеющего много значений [49]. Используемая при отыскании неисправностей в цифровых устройствах сигнатура — это число, состоящее из четырех знаков (цифр или букв) шестнадцатеричного кода и условно, но однозначно характеризующее определенный узел контролируемого устройства.

Общее описание сущности анализа. Сигнатурный анализ сводится к сопоставлению реальной сигнатуры конкретного узла, отображаемой дисплеем анализатора, с образцовой сигнатурой этого узла, указанной на схеме (рис. 10.9) или в таблице руководства по обслуживанию испытуемого устройства [21]. Несовпадение сигнатур свидетельствует о неисправности, ненормальном функционировании устройства. Например, если на дисплее анализатора высвечена сигнатура F865, а на схеме в точке, соответствующей выходу данного узла (к которой подключен анализатор), записана сигнатура A953, то наличие неисправности очевидно. Для выяснения причины появления неправильной сигнатуры прибор подключают с помощью пробника (щупа, зонда) к различным точкам схемы с обозначенными для них сигнатурами и фиксируют совпадения и несовпадения в каждой точке. Таким способом удается локализовать неисправный узел: на его выходе фактическая и образцовая сигнатуры различны, в то время как на выходе предшествующего узла, соединенном со входом данного узла, фактическая и образцовая сигнатуры одинаковы.

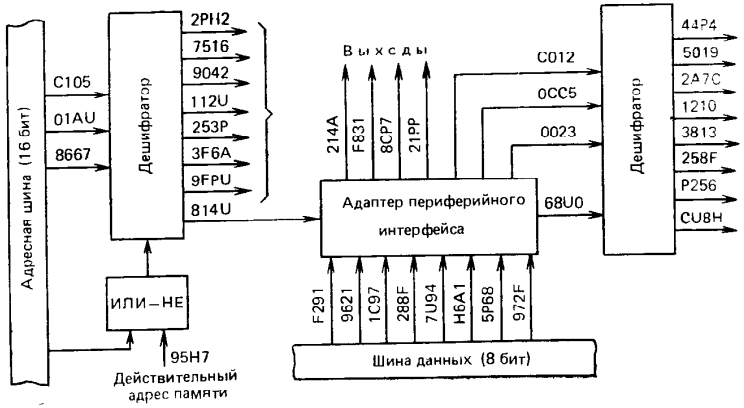


Рис. 10.9

Процедура сигнатурного анализа внешне схожа с процедурой обнаружения неисправностей в аналоговых устройствах. На принципиальных схемах последних в характерных точках указаны эпюры напряжений сигналов и числовые значения напряжений. С ними сопоставляют осциллограммы, наблюдаемые на экране электронно-лучевого осциллографа, а также результаты измерения напряжений электронным вольтметром и в итоге сопоставления делают заключение о нормальной работе или неисправности испытуемого устройства.

Для программируемых цифровых устройств система контроля, основанная на сопоставлении осциллограмм, к сожалению, не может быть использована, поскольку все двоичные последовательности на экране осциллографа практически неразличимы. Тем более она не осуществима по отношению к устройствам, содержащим микропроцессоры, по той причине, что нет однозначного соответствия между характеристиками устройства и его конкретными узлами. Поэтому для подобных устройств сигнатурный анализ является способом контроля и диагностики, эффективность которого трудно переоценить.

Принцип формирования сигнатуры. Чтобы провести сигнатурный анализ цифровых систем с микропроцессорами, необходим испытательный сигнал, представляющий собой двоичную последовательность, т. е. последовательность коротких прямоугольных импульсов, амплитуды которых могут принимать только два, резко отличающихся одно от другого значения, записываемые в виде битов 0 и 1.

Последовательность нулей и единиц, называемую данными, вырабатывает по специальной программе микропроцессор, расположенный внутри испытуемого прибора (устройства). Из этой последовательности формируется испытательный сигнал, называемый тест-последовательностью. Она имеет определенную длину, которая зависит от общего числа бит, заключенных в последовательности. Так как биту соответствует импульс строго фиксированной длительности, то требуемую длину последовательности устанавливают с помощью стробирующего импульса (временных ворот), варьируя его длительность.

Принцип получения сигнатуры из тест-последовательности с помощью сигнатурного анализатора поясняет рис. 10.10. Сигнату-

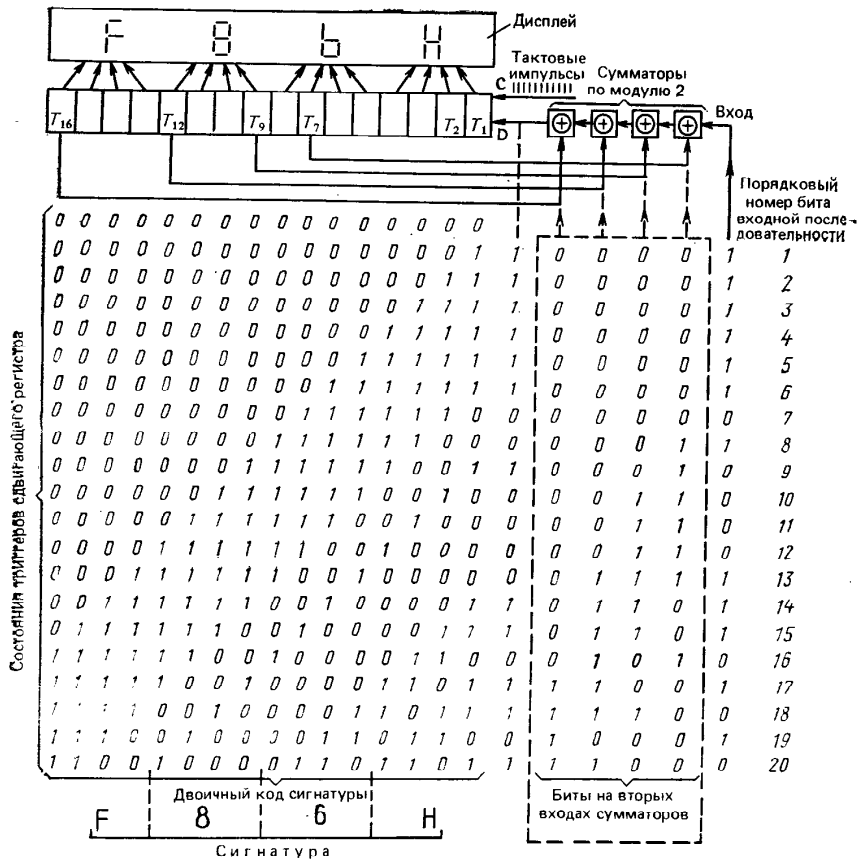


Рис. 10.10

ра формируется[1] в схеме, которая содержит 16-разрядный сдвигающий регистр (16 триггеров), четыре последовательно включенных сумматора по модулю 2 и цепи обратной связи, соединяющие вторые (нижние по схеме) входы первого, второго, третьего и четвертого сумматоров (нумерация — справа налево) с выходами седьмого, девятого, двенадцатого и шестнадцатого триггеров соответственно. У сдвигающего регистра два входа: через основной вход, обозначенный буквой D (от англ. Data — данные), в регистр вводятся биты двоичной последовательности, на второй вход, который отмечен буквой C (от англ. Clock — тактирование), поступают тактовые (синхронизирующие) импульсы, продвигающие биты по регистру.

[1] Теоретической основой излагаемого вопроса служит теория циклических кодов. Вопросы теории сигнатурного анализа изложены в [35, 65].

Первый вход первого сумматора по модулю 2 служит входом схемы, на который подается двоичная тест-последовательность. Она может быть любой длины, но в конце цикла обработки анализируется только 16-битовое число, зафиксированное в регистре. Это число, выраженное в шестнадцатеричном коде, и представляет сигнатуру данной тест-последовательности. Так как число знаков сигнатуры намного меньше числа бит тест-последовательности, то говорят, что сигнатурный анализатор осуществляет «сжатие» информации.

Следует подчеркнуть, что шестнадцатеричный код, применяемый в сигнатурных анализаторах, частично видоизменен по сравнению с обычным кодом 0123456789ABCDEF и записывается так: 0123456789ACFHPU. Легко заметить, что изменение коснулось только буквенной части: все буквы, кроме A, либо заменены другими, либо расположены в ином порядке.

В «сигнатурном» шестнадцатеричном коде буквы C и F соответствуют числам 11 и 12 (десятичной системы счисления), а числа 13, 14 и 15 обозначены буквами H, P и U. Такой выбор знаков шестнадцатеричного кода связан с применением индикаторов, отображающих цифру или букву в виде набора отрезков линий — сегментов. Наибольшее число сегментов — семь и поэтому эти индикаторы называют семисегментными. Видоизмененный код облегчает считывание букв сигнатуры, позволяет избежать ошибок. Если бы использовались буквенные знаки обычного кода, то при отображении их семисегментными индикаторами трудно было бы различать букву B и цифру 8 (см. сигнатуру на дисплее рис. 10.10), букву D и цифру 0 и т. д.

Формируется сигнатура в анализаторе следующим образом. На вход схемы изображенной на рис. 10.10, поступает двоичная тест-последовательность определенной длины, например 20 бит (рис. 10.11). Ее биты передаются на вход D регистра через цепочку сумматоров по модулю 2. В первом сумматоре каждый бит тест-последовательности суммируется по модулю 2 с битом 7-го разряда регистра, выходной бит первого сумматора суммируется по модулю 2 во втором сумматоре с битом 9-го разряда регистра и т. д. При этом имеет место следующая закономерность: если на вторых входах всех четырех сумматоров бит 0 или у четного числа сумматоров бит 1, то бит, поданный на вход схемы,

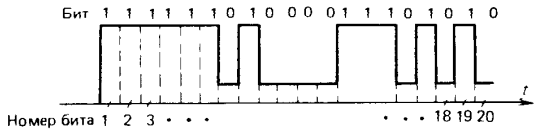


Рис. 10.11

передается на вход D регистра без изменения; когда бит 1 имеется на вторых входах нечетного числа сумматоров, то на входе D регистра получается бит, противоположный входному биту[1].

До начала работы все триггеры регистра находятся в состоянии 0. Первый тактовый (синхронизирующий) импульс, поступающий на вход C регистра, вводит в триггер T_1 первый бит последовательности, подаваемой на вход D. Второй тактовый импульс сдвигает первый бит на одну ячейку влево — из триггера T_1 в триггер T_2 и вводит в триггер T_1 второй бит последовательности. Каждый очередной тактовый импульс сдвигает содержимое регистра влево еще на одну ячейку и вводит в триггер T_1 очередной бит последовательности. Эта процедура заканчивается тогда, когда в триггер T_1 регистра войдет 20-й (для рассматриваемого примера) бит тест-последовательности, прошедшей через цепочку сумматоров по модулю 2. Оставшийся в регистре код, представленный в шестнадцатеричном формате, дает сигнатуру обработанной двоичной последовательности (в нашем примере F86H). Ее отображает дисплей сигнатурного анализатора (рис. 10.10).

Нахождение множества сигнатур по изложенной методике трудоемко и требует большой затраты времени, особенно для последовательностей большой длины (очевидно, что чем длиннее последовательность, тем больше разнообразных сигнатур формируется из нее). Поэтому целесообразно сформулировать правило, согласно которому данной последовательности битов ставится в соответствие определенная сигнатура. Формализация процедуры позволяет решить задачу получения сигнатур программным путем с помощью ЭВМ.

Установим соответствие между двоичной последовательностью на выходе общего сумматора по модулю два и двоичной последовательностью на его входе. Пусть входная последовательность содержит n битов: $a_1a_2 \ldots a_{n-1}a_n$ (где a — либо 0, либо 1). Ей соответствует выходная последовательность, которая также состоит из n битов: $b_1b_2 \ldots b_{n-1}b_n$ (аналогично b — либо 0, либо 1). Первые семь битов обеих последовательностей одинаковы, т. е. $b_1=a_1$, $b_2=a_2$, $b_3=a_3$, $b_4=a_4$, $b_5=a_5$, $b_6=a_6$, $b_7=a_7$. Начиная с восьмого, характер i-го бита (0 или 1) определится согласно формуле ($8 \leqslant i \leqslant n$):

$$b_i = \begin{cases} a_i & \text{при } b_{i-16} \oplus b_{i-12} \oplus b_{i-9} \oplus b_{i-7} = 0, \\ \bar{a}_i & \text{при } b_{i-16} \oplus b_{i-12} \oplus b_{i-9} \oplus b_{i-7} = 1, \end{cases} \qquad (10.1)$$

где $\bar{a}_i$ — бит, противоположный биту a_i, знак $\oplus$ — суммирование по модулю 2.

Если в индексе бита b_{i-k}, стоящего в правой части (10.1), получается отрицательное число ($i<k$) или нуль ($i=k$), то этот бит отбрасывается. Например, требуется определить бит b_{10}. Тогда $i=10$ и, следовательно, $i-16=-6$, $i-12=-2$, $i-9=1$; $i-7=3$. Формула для искомого бита принимает вид

$$b_{10} = \begin{cases} a_{10} & \text{при } b_1 \oplus b_3 = 0, \\ \bar{a}_{10} & \text{при } b_1 \oplus b_3 = 1, \end{cases}$$

Несложно определить, что

$$b_8 = \begin{cases} a_8 & \text{при } b_1 = 0, \\ \bar{a}_8 & \text{при } b_1 = 1; \end{cases} \qquad b_9 = \begin{cases} a_9 & \text{при } b_2 = 0, \\ \bar{a}_9 & \text{при } b_2 = 1. \end{cases}$$

Чтобы получить двоичный код сигнатуры, необходимо в последовательности $b_1b_2 \ldots b_{n-1}b_n$ «отсечь» первые n—16 битов. Оставшиеся 16 битов и представляют сигнатуру в двоичном формате.

Пример 1. Сначала воспользуемся последовательностью $a_1a_2 \ldots a_{19}a_{20}$, которой была сформирована сигнатура, изображенная на рис. 10.10. Вычисления согласно (10.1) дают последовательность $b_1b_2 \ldots b_{19}b_{20}$. Запишем обе последовательности:

Номер i бита	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
a_i	1	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	0	1	0	1	0
b_i	1	1	1	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	1
						F				8				6				H		

После «отсечения» первых четырех битов $b_1b_2b_3b_4$, (что показано штрихо-вой линией) остающаяся последовательность $b_5b_6 \ldots b_{19}b_{20}$ представляет собой двоичный код сигнатуры. Перевод в шестнадцатеричный формат дает сигнатуру F86H.

Пример 2. Выберем другую входную последовательность длиной $n=20$ бит. После вычисления выходной последовательности будем иметь:

a_i	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
b_i	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
						P				7				3				3		

Пример 3. Укоротим предыдущую входную последовательность на один бит ($n=19$) и вычислим соответствующую ей выходную последовательность. Чтобы получить двоичный код, в этом случае отсекают три бита $b_1b_2b_3$ (так как n—16=3). Тогда:

a_i	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
b_i	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1
						U				3				9				9		

Из сопоставления результатов, полученных в примерах 2 и 3, видно, как сильно различаются сигнатуры двух последовательностей, отличающихся одна от другой лишь на один бит.

Достоверность сигнатурного анализа. Как бы ни был привлекателен метод контроля и диагностики, судить о его применимости

[1] Напомним, что на выходе сумматора по модулю 2 получается 1, когда на его входах разные биты; при одинаковых битах на обоих входах — выходной бит 0.

можно только после оценки достоверности. По отношению к сигнатурному анализу в этом плане необходимо получить ответы на вопросы: может ли фактическая сигнатура точно соответствовать образцовой, если в тест-последовательности появились ошибки? Позволяет ли сигнатурный анализ обнаружить ошибку в 1 бит? В какой мере зависит достоверность анализа от длины тест-последовательности и какова вероятность обнаружения ошибки в ней сигнатурным анализатором?

Чтобы ответить на поставленные вопросы, проведем следующие рассуждения. Допустим, что исходная тест-последовательность имеет вид, изображенный на рис. 10.10, т. е. может быть записана в виде: 11111101000011101010. Будем обозначать, как это принято, безошибочно переданные биты нулем, а биты ошибки — единицей. Так как в нашем примере все биты переданы без ошибок, то последовательность ошибок будет состоять из одних нулей. Ее сигнатура выражается четырьмя нулями.

Теперь предположим, что четвертый (от левого конца) бит передан с ошибкой. Тогда интересующие нас три последовательности будут иметь вид:

искаженная	11101101000011101010
исходная	11111101000011101010
ошибок	00010000000000000000.

Видно, что искаженную последовательность можно интерпретировать как сумму по модулю 2 исходной последовательности и последовательности ошибок.

Несложно показать, что сигнатура искаженной последовательности (в рассмотренном примере FAU8) представляет собой результат поразрядного суммирования по модулю 2 сигнатуры исходной последовательности (F86H) с сигнатурой последовательности ошибок (0295). Последняя при отсутствии ошибок получается нулевой. Следовательно, ошибка обнаруживается в том случае, если при ее наличии сигнатура искаженной последовательности отличается от сигнатуры исходной последовательности, т. е. когда сигнатура последовательности ошибок состоит не из одних нулей.

Выясним, может ли получаться нулевая сигнатура при наличии единицы в последовательности ошибок. Если в сигнатурном анализаторе применен 16-разрядный сдвигающий регистр, то сигнатура не может быть нулевой для последовательности ошибок длиной 16 бит или менее, содержащей хотя бы одну единицу. В этом легко убедиться, рассмотрев работу сдвигающего регистра. Действительно, первая единица, вошедшая в регистр, не успевает выйти из него за 16 тактов формирования сигнатуры, а также не может обратиться в нуль вследствие суммирования с битом, поступающим на сумматор через цепь обратной связи. Следовательно, в последовательности длиной, меньшей или равной 16 бит, все ошибки могут быть выявлены.

При длине последовательности ошибок 17 бит только в одной последовательности из всех возможных (их общее число $2^{17}-1$) не будет обнаружена ошибка: в той, у которой первый (слева), восьмой, десятый и тринадцатый биты — единицы. Это объясняется тем, что единицы восьмого, десятого и тринадцатого битов превращаются в нуль после суммирования с единичным битом, поступающим в сумматор из соответствующей цепи обратной связи, а единица первого бита «выталкивается» из регистра при поступлении на его вход семнадцатого (последнего) бита последовательности ошибок. Следовательно, можно утверждать, что при 16-разрядном регистре для последовательности любой длины вероятность пропуска ошибки всегда меньше, чем $1/(2^{16}-1)$; т. е. меньше 0,00001526. Иначе говоря, достоверность обнаружения ошибки больше 1—0,00001526=0,9999847 или 99,998%.

Изложенное позволяет сделать следующие выводы:

1. Вероятность того, что у двух одинаковых двоичных последовательностей будут одинаковые сигнатуры, равна 1.

2. Вероятность получения одинаковых сигнатур для двух двоичных последовательностей, отличающихся друг от друга только одним битом, равна 0.

3. Вероятность получения одинаковых сигнатур для двух двоичных последовательностей, одна из которых содержит несколько бит, отличающихся от соответствующих битов другой последовательности, не превышает 0,00001526.

Таким образом, контроль, основанный на сигнатурном анализе, характеризуется высокой достоверностью. Более полный и строгий анализ достоверности сигнатурного анализа содержится в [65].

Структурная схема сигнатурного анализатора. В приведенной на рис. 10.12 схеме анализатора выполняются три основные операции: формирование тест-последовательности, формирование сигнатуры и отображение последней.

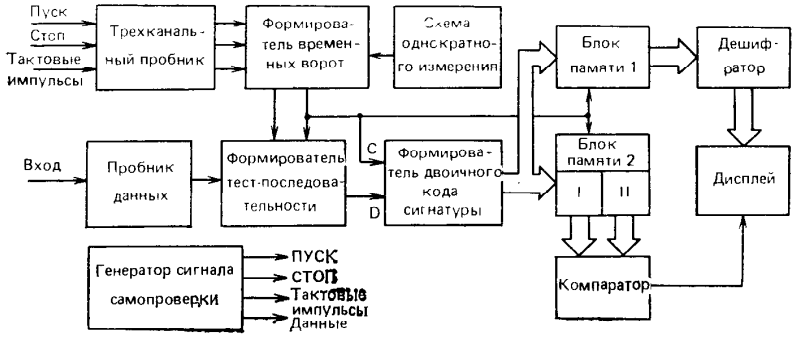


Рис. 10.12

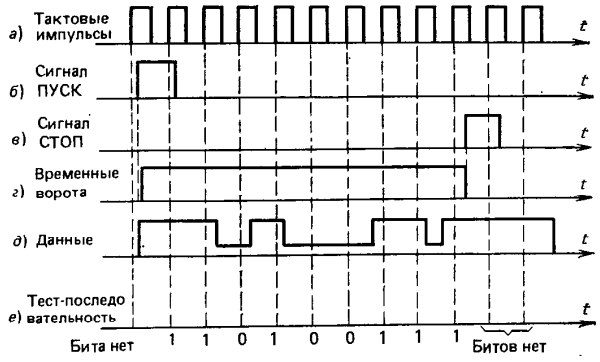


Рис. 10.13

Первая операция протекает следующим образом. Из испытуемого устройства через согласующую (переходную) колодку трехканального пробника в анализатор поступают управляющие сигналы. Используются сигналы трех видов: тактовые (синхронизирующие) импульсы (рис. 10.13,*а*), запуска (ПУСК, рис. 10.13,*б*) и останова (СТОП, рис. 10.13,*в*). Фронт сигнала ПУСК подготавливает сдвигающий регистр формирователя сигнатур к приему тест-последовательности и задает фронт временных ворот, а фронт сигнала СТОП — их срез (рис. 10.13,*г*). Таким образом, интервал времени, разделяющий фронты сигналов ПУСК и СТОП, определяет продолжительность временных ворот.

Полученный стробирующий импульс (временные ворота) и тактовые импульсы подаются на формирователь тест-последовательности, в которой через пробник данных также поступает последовательность данных из испытуемого устройства.

В моменты совпадения фронтов тактовых импульсов (рис. 10.13,*а*) с битами данных (рис. 10.13,*д*) образуются биты тест-последовательности (рис. 10.13,*е*), причем на ее структуру не влияют никакие изменения данных в интервалах между фронтами тактовых импульсов. Первый бит тест-последовательности возникает при первом совпадении фронта тактового импульса с данными после отпирания временных ворот (рис. 10,13, *а, б, г, д, е*), а ее последний бит появляется в момент последнего совпадения перед запиранием ворот (рис. 10.13, *а, в, г, д, е*). Из изложенного следует, что длину тест-последовательности (число бит в ней) можно регулировать, изменяя интервал времени между сигналами ПУСК и СТОП. Существенно заметить, что моменты появления фронтов этих сигналов можно задавать с помощью органов управления расположенных на передней панели анализатора.

Тактовые импульсы, поступающие в сигнатурный анализатор из испытуемого устройства, синхронизируют работу всех узлов анализатора. Особо следует подчеркнуть, что эти импульсы служат тактовыми и для сдвигающего регистра (они подаются на вход С формирователя двоичного кода сигнатуры).

Образованная тест-последовательность подводится к входу D формирователя двоичного кода сигнатуры, на вход С которого поступают тактовые импульсы через формирователь временных ворот (рис. 10.12). Процедура получения сигнатуры уже была рассмотрена (рис. 10.10).

Сформированное двоичное число, определяющее сигнатуру, поступает в два блока памяти. Блок *1* хранит число в течение цикла измерения. Оно передается (без разрушения информации) на отображающее устройство через дешифратор, преобразующий двоичное 16-разрядное число в четырехзначный шестнадцатеричный код, — сигнатуру. В блоке памяти *2* хранятся результаты формирования сигнатур, полученные за два цикла измерения, следующие один за другим. Числа, соответствующие двум сигнатурам, поступают на два входа компаратора, осуществляющего сравнение чисел. При идентичных сигнатурах в подблоках I и II блока памяти *2* реакция компаратора отсутствует, если же сигнатуры не совпадают, то светится надпись «нестабильная сигнатура». Это позволяет обнаружить случайные сбои в работе испытуемого устройства.

Предусмотрен также режим однократного измерения, при котором сигнатура формируется за время действия одного стробирующего импульса (временных ворот). Это достигается с помощью схемы однократного измерения. Чтобы повторить процедуру формирования, нужно вручную сбросить показание, отображаемое дисплеем.

В анализаторе содержится внутренний генератор, вырабатывающий сигналы, необходимые для самопроверки нормального функционирования анализатора. Как видно из рис. 10.12, на выходе генератора получаются четыре сигнала: первые три соответствуют сигналам, подаваемым на входы трехканального пробника, а четвертый — сигналу, подаваемому на вход пробника данных. Этот же генератор используется в качестве источника сигнала для испытания относительно простых (по логике работы) цифровых схем.

Методика контроля и диагностики устройств, содержащих микропроцессор. Возможность применения сигнатурного анализа для контроля и диагностики цифрового устройства создается на стадии проектирования этого устройства. Приборы, схема и конструкция которых допускают подключение сигнатурного анализатора, называют сервисопригодными (это общее название устройств, в которых приняты конструктивные меры, упрощающие обслуживание в процессе эксплуатации). По отношению к системам с микропроцессорами сервисопригодность предполагает, что на этапе сигнатурного анализа можно осуществить следующее:

выделить ядро системы;

разорвать цепь местной обратной связи;

привести в определенное начальное состояние контролируемые схемы;

располагать стабильными тест-последовательностями на интервале, равном длительности временных ворот;

иметь документацию, указывающую образцовые сигнатуры для конкретных точек и сечений схемы.

Ядром микропроцессорной системы называют сочетание микропроцессора и генератора тактовых сигналов. Для проверки ядра необходимо обособить, выделить его и разорвать цепи обратных связей, идущих к ядру. Такими цепями являются шина данных и канал прерывания. Затем выясняют, имеются ли неисправности в ядре. Если анализатор диагностирует неисправность, то локализуют ее источник, используя сигнатурную карту.

Возможны два режима сигнатурного анализа микропроцессорных систем: автоматический и программно-управляемый. Используя первый режим, создают свободный ритм работы микропроцессора, при котором он циклически проходит все поле адресов. Для этого на отключенные входы шины данных подается команда INCREMENT, которая вызывает приращение на единицу содержимого счетчика команд. После этого микропроцессор вновь обращается к входу шины данных, и поскольку сохраняется та же команда, то число в счетчике команд снова увеличивается на единицу и т. д. Сигналы ПУСК и СТОП получают от адресной шины, используя линию старшего разряда адреса, а тактовыми сигналами служат тактовые импульсы на входе микропроцессора. Их функцию могут выполнять также сигналы микропроцессора ВЫДАЧА или СИНХРОНИЗАЦИЯ.

В программно-управляющем режиме сигнатурного анализа используется стимулирующая программа, хранимая в ПЗУ. Согласно этой программе генерируются сигналы пуска и останова, а также записываются повторяющиеся потоки информации через шину данных для контроля узлов, соединенных с процессором. Хотя осуществление программно-управляемого режима, в отличие от автоматического, требует использования примерно одной двадцатой части объема ПЗУ, этот режим весьма эффективен, так как дает возможность шире вести контроль, охватить большую часть схем испытуемого устройства. Сочетание обоих режимов позволяет сделать контроль еще более полным.

Приведение контролируемых схем в начальное состояние — очень важная операция (ее часто называют инициализацией[1]). Если она не выполнена, то нельзя гарантировать получение одинаковых сигнатур при повторных испытаниях одного и того же исправного изделия.

Полная процедура контроля и диагностики микропроцессорной системы предполагает проведение большого числа разнообразных операций. Она изложена в [36]. Там же содержится общая схема алгоритма проверки системы. Представление о приме-

[1] От англ. initialization — установка в начальное состояние.

Таблица 10.1

Вид анализатора	Диагностируемые устройства		Уровень диагностики			Условия применения		
	Обычные цифровые	Микропроцессорные системы	Прибор	Узел	Компонент	Лаборатория	Производство	Эксплуатация
Логический	●	+	●	+	—	●	+	—
Сигнатурный	●	●	+	●	●	+	●	●

\+ возможно; — не применяется; ● применение наиболее эффективно.

нимости логических и сигнатурных анализаторов дает табл. 10.1 [97]. Анализ ее приводит к заключению, что, хотя полезны и оба вида приборов, чаще встречаются диагностические ситуации, в которых наиболее эффективен сигнатурный анализ.

Однако, как следует из описания структурной схемы и работы сигнатурного анализатора, возможность использования сигнатурного анализа необходимо предусматривать еще на стадии проектирования устройства, содержащего микропроцессор. Иначе говоря, сигнатурный анализ применим для проверки и диагностики тех устройств, которые заранее к нему подготовлены и в аппаратурном, и в программном плане. Это, естественно, осложняет решение задачи контроля. Некоторые устройства вообще не удается приспособить к сигнатурному анализу из-за малой емкости памяти, отводимой для программы, и ограниченного числа узлов аппаратуры. К тому же следует иметь в виду, что многие изделия с микропроцессорами для отыскания неисправностей, в которых эффективен сигнатурный анализ, были разработаны и изготовлены еще до того, как он получил распространение.

Преодолению указанных трудностей, расширению круга объектов, для которых возможно применение сигнатурного анализа, в определенной мере способствуют приборы, разработанные в последние годы.

10.4. ТЕСТЕРЫ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ

При эксплуатации и ремонте цифровых средств измерения, а также аппаратуры, содержащей сложные цифровые устройства и встроенные микропроцессорные системы, применяют специальные тестеры — портативные многофункциональные приборы. Имеется несколько их разновидностей.

В одном из таких приборов объединены анализатор логических состояний и сигнатурный анализатор. Это позволило, с одной стороны, ускорить диагностическую процедуру, и с другой, исключить необходимость в схемных дополнениях, специально

предусматриваемых для контроля и диагностики эксплуатируемого устройства [88].

Другой вариант тестера представляет собой сочетание сигнатурного и логического анализаторов (иногда анализатора потока цифровых данных) с мультиметром (см. § 12.6). Помимо проведения диагностики тестируемого устройства подобный тестер позволяет измерять цифровыми методами ряд параметров сигналов в процессе отыскания неисправности: частоту, интервал времени, сопротивление резистора, напряжение постоянного и переменного тока, разностные напряжения, пиковые значения напряжений, уровни логического нуля и логической единицы.

Еще один вариант тестера — испытатель микропроцессоров, в составе которого имеются специальный генератор тест-последовательностей и сигнатурный анализатор. Этот прибор позволяет проводить сигнатурный анализ ряда устройств, в конструкции которых заранее не предусматривалась такая возможность [80]. Испытатель микропроцессоров вырабатывает тест-последовательность, состоящую из нулей и единиц, которая подается на контролируемую плату. Из полученной выходной последовательности битов образуется сигнатура. Особенность подобных микропроцессорных тестеров заключается в том, что каждая модель прибора рассчитана на работу с микропроцессором определенного типа. Для осуществления контроля устройства, содержащего микропроцессор, последний снимают с испытуемой платы и устанавливают в разъем, имеющийся на передней панели тестера, а кабель, выходящий из прибора, подключают к плате, точнее, к гнезду, из которого был извлечен микропроцессор. Во внутренней памяти испытателя микропроцессоров хранится набор тестовых программ, дающих возможность проверить микропроцессор контролируемого устройства (его систему команд, прерывания), ОЗУ, ПЗУ и т. п.

Имеется также тестер, содержащий сигнатурный анализатор, с помощью которого можно диагностировать системы с микропроцессорами различных типов, устанавливая соответствующие сменные модули[1]. Он автоматически сопоставляет контролируемую сигнатуру с образцовой. Для хранения набора образцовых сигнатур в тестере используется перепрограммируемое ПЗУ (ППЗУ). Если реальная сигнатура в контролируемой точке не совпадает с образцовой сигнатурой данной точки, то прибор выдает сигнал. Таким образом, отпадает необходимость сопоставления полученной сигнатуры с образцовой, содержащейся в таблице или указанной на схеме контролируемого, диагностируемого устройства. Проводя контроль, пользователь вставляет в тестер модуль ППЗУ, соответствующий испытуемому микропроцессору, и переходит от одной контролируемой точки схемы к другой в определенном порядке.

[1] Этот прибор называют сигнатурным верификатором или сигнатурным контрольником (верификация — от англ. verification — поверка, проверка, контроль — установление достоверности опытным путем, сравнением с образцом).

10.5. ПРИНЦИПЫ САМОТЕСТИРОВАНИЯ

По мере развития интегральной технологии, повышения степени интеграции микросхем усложняется, а также удорожается процедура тестирования БИС и схемных плат. Чтобы осуществить тестирование, требуется много разнообразной аппаратуры для контроля, диагностики и отыскания неисправностей. При этом необходим большой набор программных средств. В значительной мере сказанное относится и к тестированию сложных цифровых устройств, особенно содержащих микропроцессорные системы. Задача тестирования еще более усложнилась с появлением сверхбольших интегральных схем (СБИС) и вычислительных микросистем, выполняемых на одной пластине.

Эффективный путь решения задачи — самотестирование. Оно закладывается еще при проектировании БИС, СБИС, схемных плат, пластин, микропроцессорных систем. Идея самотестирования заключается в следующем. Интегральную микросхему, плату, содержащую много интегральных схем, или систему в целом конструируют так, чтобы содержащиеся в них элементы можно было использовать для тестирования без привлечения внешних аппаратурных и программных средств. Уже разработаны методы самотестирования, успешно применяемые на практике. Кратко рассмотрим их.

Метод сквозного сдвигающего регистра. Один из простейших методов самотестирования, предложенный сравнительно давно — еще в начале прошлого десятилетия, — метод сквозного сдвигающего регистра[1] для сканирования (опроса) состояний элементов схемы. Он может быть осуществлен на любом уровне: БИС, платы или системы в целом [7]. Сущность его можно пояснить следующим образом.

При проектировании объекта тестирования в его структуре предусматривают специальные элементы памяти, состоящие из двух триггеров T_1 и T_2 (рис. 10.14). Хотя основное назначение триггера T_1 (управляющего) — выполнение рабочей функции участка схемы данного объекта, он используется и для тестирования, триггер же T_2 (управляемый) служит только для тестирования. На входя I, D, C и A триггера T_1 подаются соответственно сигналы: от предыдущего элемента памяти, тест-последовательности (данных), синхронизирующий из объекта тестирования, тактовый. Триггер T_2 имеет один информационный вход (I′), жестко соединенный с выходом Q_1 триггера T_1, и вход B тактовых сигналов, с помощью которых

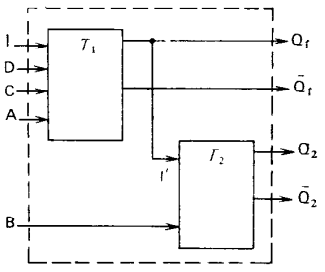


Рис. 10.14

[1] В зарубежной литературе известен как метод LSSD (аббревиатура слов Level sensetive scan design).

содержимое триггера T_1 переписывается в триггер T_2. Когда синхронизирующий сигнал поступает на вход C, триггер T_1 устанавливается в положение, соответствующее биту тест-последовательности на входе D, а при подаче тактового сигнала на вход A — в положение, аналогичное потенциалу (1 или 0) на входе I. Синхронизирующий сигнал, подведенный к входу B, приводит триггер T_2 в то же состояние, что и у триггера T_1.

Пары триггеров (элементы памяти) объединяются в многоразрядный сдвигающий регистр, причем к выходу триггера T_2 каждого предыдущего элемента памяти подключается вход I триггера T_1 последующего элемента. На вход D начального элемента (младшего разряда) регистра поступает тестовая двоичная последовательность — данные. В результате попеременной подачи тактовых сигналов на входы A и B биты данных сдвигаются по регистру. Образующаяся на его выходе последовательность битов сопоставляется с хранимыми в памяти данными, которые соответствуют ожидаемым состояниям тестируемой схемы при ее нормальном функционировании.

Метод внутреннего (встроенного) контроля логических блоков. Для осуществления этого метода[1] в тестируемый объект вводят дополнительно два идентичных регистра. На одном из них выполнен генератор псевдослучайного двоичного кода (см. § 11.10), а второй служит регистром сигнатурного анализатора. Вместе с тестируемой схемой, дешифратором и схемой индикации генераторный и сигнатурный регистры образуют единый модуль. Схема устройства тестирования сравнительно проста (рис. 10.15).

Генератор тактовых сигналов вырабатывает таксирующие импульсы и импульсы сброса. Первые служат для синхронизации работы узлов схемы, вторые — для приведения в исходное состояние всех триггеров и регистров, включая и те, что входят в состав тестируемого объекта (разумеется, если они там должны быть). Схема управления формирует импульсы, подаваемые на тактовые входы генератора псевдослучайного кода и сигнатурного регистра, а также сигнал, по которому в генератор вводится исходное число, определяющее начальную комбинацию псевдослучайного кода.

Вырабатываемый генератором псевдослучайный код подается в параллельной форме на тестируемую схему, а ее выходные сигналы поступают в сигнатурный регистр. Сформированный им двоичный код сигнатуры подводится к входам дешифратора.

Схема, задающая продолжительность тестирования, по истечении заданного числа тактовых интервалов выдает сигнал окончания испытательного цикла. По этому сигналу прекращается по-

[1] В зарубежной литературе и в некоторых переводах на русский язык указанный метод называют методом Bilbo (аббревиатура слов Built-in logic-block observer – встроенный наблюдатель-контроллер логических блоков), а его разновидность — методом Bidco (от Built-in digital-circuit observer — встроенный наблюдатель-контролер цифровых схем).

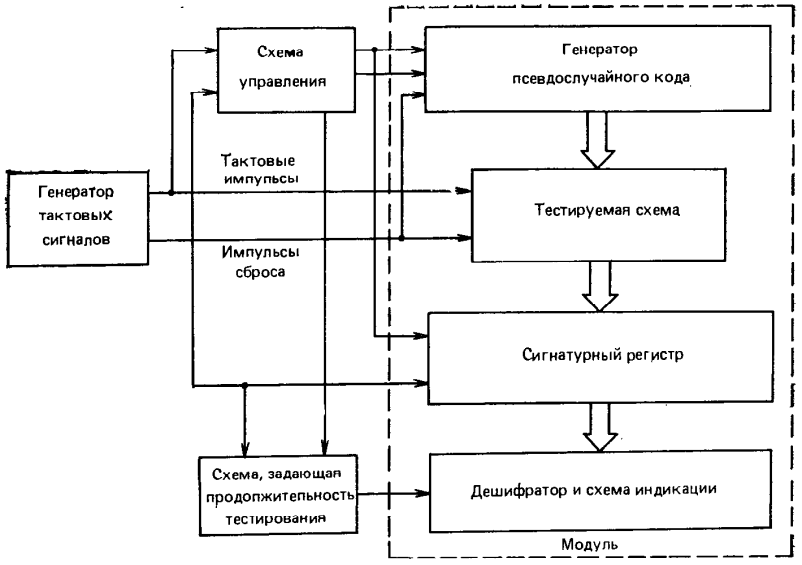


Рис. 10.15

ступление синхронизирующих импульсов во все узлы и выводятся данные с выхода дешифратора на индикаторы состояния тестируемой схемы.

На основе синтеза методов встроенного контроля логических блоков и сквозного сдвигающего регистра разработан эффективный метод полного самотестирования, позволяющий не только диагностировать ненормальное функционирование объекта тестирования, но и локализовать неисправности [38].

Метод микробит. Данный метод разработан для тестирования микропроцессорных систем и сложных микро-ЭВМ, а также позволяет проводить испытания печатных схемных плат [96]. Он предполагает применение встроенных диагностических средств и специальных тест-программ. К достоинствам метода можно отнести: исключение необходимости применять внешнюю аппаратуру, ускорение поиска неисправностей, упрощение диагностической процедуры, возможность использования тестовых программ, хранимых в ПЗУ испытуемой системы, сравнительно малую продолжительность тестирования (около 30 с для 8-разрядной микропроцессорной системы).

На рис. 10.16 приведена упрощенная структурная схема микропроцессорной системы, дополненная четырьмя блоками для самотестирования системы: делителем частоты, генератором псевдослучайных кодов, сигнатурным регистром и клавишей запуска, с помощью которой задается начало процедуры тестирования.

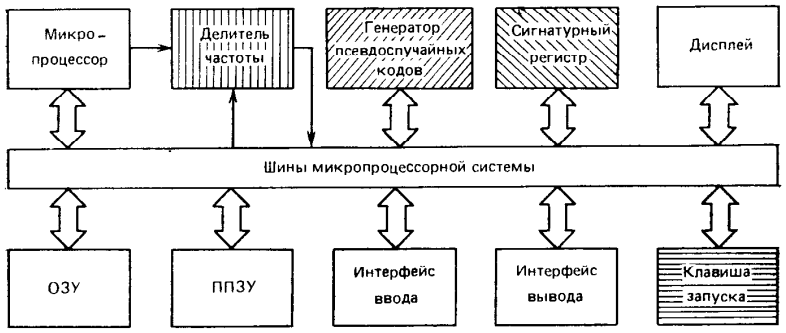


Рис. 10.16

Делитель частоты предназначен для понижения частоты следования сигналов, синхронизирующих работу системы, до значения, требуемого для проведения тестирования.

Генератор псевдослучайных кодов вырабатывает псевдослучайную двоичную последовательность, содержащую 2^n (часто 256) чисел. Она служит входной тест-последовательностью для испытуемого модуля микропроцессорной системы. Выходная последоваетльность подается в сигнатурный регистр, формирующий сигнатуру, которая сопоставляется с образцовой.

В процессе тестирования модулям микропроцессорной системы присваиваются условные номера. При неисправности испытуемого модуля на дисплее отображается его номер. Важной составной частью метода микробит является его программное обеспечение. Программа, занимающая примерно 700 байт памяти, разбита на ряд автономных и независимых программных модулей, которые соответствуют аппаратным блокам системы. При разработке программного обеспечения стремятся объединить эти модули с программой работы и поместить их в ППЗУ.

Процедура начинается с выполнения основного теста—теста ядра, позволяющего проверить работу микропроцессора (частично), шин, блока синхронизации, дисплея. Он заключается в сложении двух специально выбранных байтов: 10101010 и 01010101. Полученная сумма сравнивается с числом 11111111. Если этот тест проходит безошибочно, то затем проверяется работа дисплея, для чего микропроцессор подает на него последовательно числа от 0 до F.

Далее проверяется генератор псевдослучайного кода. В него вводится известное начальное слово, после чего подаются 2^n тактовых сигналов. Число, вырабатываемое генератором на каждом такте, сравнивается в микропроцессоре с числом, которое должно получаться при правильной работе генератора. После этого аналогичным образом тестируется сигнатурный регистр.

Испытание ППЗУ заключается в следующем. В сигнатурный

регистр из ППЗУ вводят $2^k - 1$ байт (например, 2047) — по одному байту за цикл. В результате сжатия этих данных сигнатурный регистр формирует байт сигнатуры, который микропроцессор сравнивает с содержимым 2^k-й ячейки (в нашем примере, 2048-й) ППЗУ, где хранится образцовая сигнатура. Информация о совпадении или несовпадении обеих сигнатур выводится на дисплей.

Методика проверки ОЗУ начинается с записи первой страницы, т. е. первых 2^n байт (например, 256), кодов, формируемых генератором псевдослучайной последовательности. Затем записывается вторая страница — вводятся суммы кодов генератора и чисел, хранимых первой страницей. Для заполнения третьей страницы коды генератора суммируются с числами, представляющими содержимое второй страницы. Аналогичным образом проводится запись четвертой страницы. После этого все содержимое ОЗУ (емкостью $4 \cdot 2^n$ байт, например 1К байт) передается в сигнатурный регистр (по одному байту за цикл), осуществляющий сжатие данных. Сформированная в итоге сигнатура поступает в микропроцессор, где сопоставляется с образцовой, хранимой в ППЗУ. При несовпадении сигнатур на дисплее высвечивается условный номер ОЗУ, что свидетельствует о его неисправности. Далее проводится полное тестирование микропроцессора, причем поэтапно получаемые результаты сравниваются с известными данными, характерными для нормально функционирующего микропроцессора.

Основной недостаток метода микробит заключается в том, что система тестируется в статическом состоянии, а не в процессе функционирования.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ СИГНАЛОВ

11.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

При испытаниях, исследованиях, измерениях режимов различных радиоэлектронных схем необходимы источники испытательных сигналов. С помощью этих источников, которые вырабатывают сигналы самых разнообразных частот и форм, снимают характеристики различных устройств, например амплитудно-частотные и переходные характеристики, коэффициент шума и др.; измеряют ряд параметров сигналов, используя источник в качестве меры (частоту гармонического напряжения, частоту следования импульсов); градуируют измерительные приборы, в частности вольтметры; имитируют сигналы, поступающие в исследуемую аппаратуру при реальных условиях ее работы; питают измерительные схемы при определении коэффициента стоячей волны, полных сопротивлений нагрузки и т. п.

Подобные источники сигналов получили название *измерительных генераторов сигналов*. Они отличаются от обычных генераторов возможностью точной установки и регулировки в широких пределах выходных параметров (частоты, формы и уровня напряжения или мощности), их высокой стабильностью и наличием измерительных приборов, контролирующих определенные параметры сигналов, возможностью совместной работы с другими средствами измерения и программного управления.

Различают измерительные генераторы сигналов: низкочастотные; высокочастотные; импульсных сигналов прямоугольной формы; сигналов специальной формы (отличной от прямоугольной: треугольной, пилообразной, синус-квадратной и т. п.); качающейся частоты (свип-генераторы) — источники гармонических сигналов, частота которых автоматически изменяется в пределах устанавливаемой полосы частот.

Измерительные генераторы синусоидальных немодулированных и модулированных сигналов классифицируют по трем основным признакам.

В зависимости *от диапазона частот* генераторы подразделяют на инфранизкочастотные, низкочастотные, высокочастотные (диапазон частот 30 кГц ... 30 МГц) и сверхвысокочастотные.

Соответственно *виду модуляции* различают генераторы с амплитудной синусоидальной, частотной синусоидальной, импульсной модуляцией, комбинированной модуляцией (одновременное осуществление двух или более видов модуляции); с частотной, фазовой, несколькими видами манипуляций.

По основной погрешности основных параметров генераторы делят на классы. Параметрами измерительных генераторов гармонических сигналов являются: частотные; напряжения или мощности; амплитудной модуляции; частотной модуляции, импульсной модуляции; частотной манипуляции; фазовой манипуляции. При этом измерительные генераторы характеризуют пределами допускаемой основной погрешности установки: частоты, значения выходного напряжения (мощности), коэффициента амплитудной модуляции, девиации частоты в режиме частотной модуляции, длительности импульса при импульсной модуляции.

Измерительные генераторы импульсов разделяют на генераторы одиночных импульсов, непрерывных последовательностей импульсов, парных импульсов, кодовых групп импульсов. В соответствии с числом каналов основных импульсов различают одноканальные и многоканальные генераторы.

В зависимости от допускаемых основных погрешностей установки максимального значения напряжения импульсов[1], длительности, частоты следования (периода следования) и временного сдвига основных импульсов генераторы делят на классы точности.

[1] В дальнейшем максимальное значение напряжения импульса будем называть амплитудой (хотя этот термин не точен), поскольку на передних панелях измерительных генераторов импульсов регуляторы уровня импульса снабжены надписью АМПЛИТУДА.

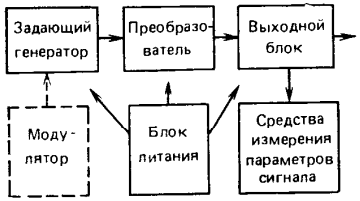


Рис. 11.1

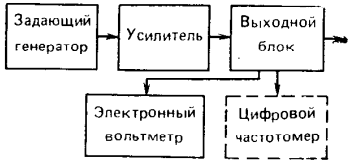


Рис. 11.2

Измерительные генераторы сигналов (непрограммируемые) можно представить обобщенной структурной схемой, изображенной на рис. 11.1. Кратко рассмотрим ее основные узлы.

Задающий генератор — основной блок измерительного генератора, определяющий ряд важных характеристик выходного сигнала, например форму или периодичность. Чаще всего это автогенератор синусоидального напряжения или генератор периодически повторяющихся импульсов.

Преобразователь служит для повышения энергетического уровня сигнала, снимаемого с выхода задающего генератора, или придания ему определенной формы. Им может быть усилитель напряжения, мощности, модулятор, формирующее импульсное устройство.

Выходной блок предназначается для регулировки напряжения или мощности выходного сигнала и изменения выходного сопротивления прибора. В его состав обычно входят аттенюатор (делитель напряжения), согласующий трансформатор, эмиттерный повторитель. От схемы выходного устройства в значительной мере зависит выходное сопротивление прибора.

Средства измерения применяются для установки или контроля параметров выходных сигналов. Обычно эти функции выполняют электронный вольтметр, измеритель мощности, измеритель коэффициента модуляции, осциллографический индикатор, частотомер. Многие выходные параметры устанавливают по отсчетным устройствам, которыми снабжены измерительные генераторы.

Блок питания служит источником питающего напряжения для всех узлов прибора. Чаще всего функция блока питания заключается в преобразовании сетевого напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока. Это — выпрямители, обычно снабжаемые электронными стабилизаторами напряжения.

11.2. АНАЛОГОВЫЕ НИЗКОЧАСТОТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Общая характеристика. В измерительной технике с помощью подобных генераторов осуществляют испытание и настройку усилителей и других низкочастотных узлов радиоэлектронной аппаратуры, модуляцию сигналов высокочастотных измерительных генераторов и передатчиков, градуировку электронных вольтметров, измерение частоты, питание различных схем переменным напряжением и т. п.

Измерительные низкочастотные генераторы генерируют во всем диапазоне рабочих частот сигналы синусоидальной формы, ста-

бильной частоты, постоянного уровня. Они имеют небольшое выходное сопротивление, которое можно регулировать для согласования с сопротивлением внешней нагрузки. В этих приборах предусматривается регулировка в широких пределах напряжения (мощности) выходного сигнала — плавная и ступенчатая.

На рис. 11.2 приведена структурная схема низкочастотных измерительных генераторов, которая получена из обобщенной схемы (рис. 11.1) путем конкретизации отдельных узлов.

Задающий генератор является основным узлом, и в зависимости от его схемы различают три типа низкочастотных генераторов: *LC*-генераторы, генераторы, работающие по методу биений (гетеродинного типа), и *RC*-генераторы.

***LC*-генераторы.** Их задающий генератор представляет самовозбуждающуюся схему с колебательным контуром, состоящим из катушки индуктивности (L) и конденсатора (C). Подобные генераторы применяют редко, так как для получения низких частот требуются большие значения емкостей C и индуктивностей L, а также регулировка в широких пределах частоты выходных сигналов.

Генераторы, работающие по методу биений. В них напряжение низкой частоты получается путем смешения двух близких по частоте высокочастотных напряжений с последующим выделением напряжения разностной частоты — биений. Работа такого генератора (рис. 11.3) заключается в следующем.

Напряжение генератора *I* частотой f_1 смешивается с напряжением генератора *II*, частота которого f_2 перестраивается от f_1 до $f_1+F_{макс}$ ($F_{макс}$ — наибольшая частота рабочего диапазона прибора). На выходе смесителя получаются напряжения комбинационных частот, и в том числе напряжение разностной частоты $F=f_2-f_1$. Последнее выделяется низкочастотным фильтром.

К достоинствам генераторов, работающих по методу биений, относятся плавность перестройки частоты, возможность тонкой расстройки (осуществляемой полупеременным конденсатором в контуре высокочастотного генератора), широкий диапазон частот, постоянство выходной мощности при изменении частоты сигнала. Основной недостаток их — сложность схемы. Стабильность частоты у генераторов на биениях выше, чем у других генераторов.

***RC*-генераторы.** Задающий генератор чаще всего представляет собой двухкаскадный усилитель на резисторах с положительной

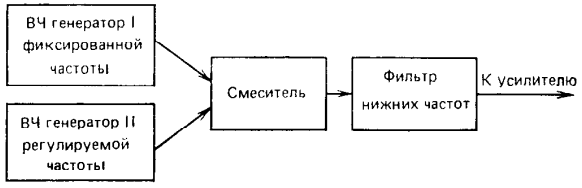


Рис. 11.3

обратной связью (рис. 11.4,*а*). Последняя осуществляется посредством делителя, у которого одно плечо образовано последовательным (Z_1), а другое параллельным (Z_2) включением резистора R и конденсатора C.

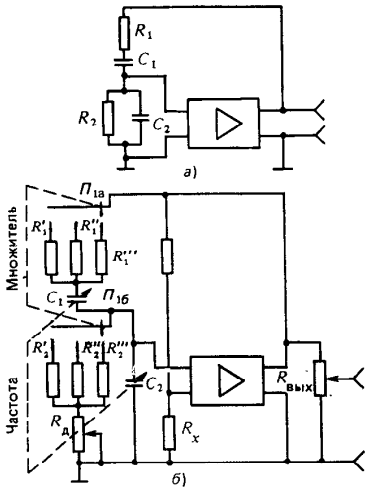


Рис. 11.4

Схема генерирует напряжение синусоидальной формы при выполнении условия гармонического баланса $\dot{K}\dot{\beta}=1$ или

$$K\beta\exp[j(\varphi+\psi)]=1,$$

где $\dot{K}=K\exp(j\varphi)$ — комплексный коэффициент передачи усилителя; $\dot{\beta}=\beta\exp(j\psi)$ — комплексный коэффициент передачи цепи обратной связи.

Это условие, как известно, распадается на два:

условие баланса амплитуд $K\beta=1$;

условие баланса фаз $\varphi+\psi=2\pi n$ ($n=0, 1, 2, 3, \ldots$).

В рассматриваемой схеме условие баланса фаз выполняется на одной частоте. Определим ее.

Так как схема *RC*-генератора строится на основе двухкаскадного усилителя на резисторах, для которого $\varphi=2\pi$, то $\dot{K}$ — величина вещественная. Следовательно, и коэффициент $\dot{\beta}$ должен быть вещественным.

Из рис. 11.4,*а* видно, что $\dot{\beta}$ представляет собой отношение

$$\dot{\beta}=Z_2/(Z_1+Z_2). \qquad (11.1)$$

Подстановка величин $Z_1=R_1+1/j\omega R_1C_1$ и $Z_2=R_2/(1+j\omega R_2C_2)$ в (11.1) после несложных преобразований с учетом того, что $R_1=R_2=R$ и $C_1=C_2=C$, приводит к выражению $\dot{\beta}=1/[3+j(\omega CR-1/\omega CR)]$. Величина $\dot{\beta}$ становится вещественной, когда второе слагаемое знаменателя обращается в нуль. Это условие выполняется только на одной частоте:

$$f_0=1/2\pi RC,$$

которая и является частотой синусоидального напряжения *RC*-генератора. Тогда $\beta=1/3$.

Изменение частоты, при которой получается баланс фаз, достигается изменением значений R и C элементов делителя. Поэтому цепь положительной обратной связи — делитель — часто называют фазирующей цепью.

Термистор[1] в рассматриваемой схеме действует как инерци-

[1] Термистор — нелинейный резистор с отрицательным температурным коэффициентом.

онная нелинейность. Это означает, что сопротивление термистора зависит не от мгновенного значения тока или напряжения, а пропорционально средней за несколько периодов амплитуде. Подобные нелинейности называют инерционными.

Усилитель *RC*-генератора ставят в такой режим, при котором его характеристика как можно лучше приближается к линейной, а обязательную для автогенератора нелинейность получают введением термистора в цепь обратной связи. Так как сопротивление термистора в течение одного периода генерируемого напряжения сохраняется постоянным, то форма напряжения генератора практически синусоидальна (коэффициент гармоник не превышает десятых долей процента).

Частоту генерируемого напряжения регулируют изменением сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов фазирующей цепи (рис. 11.4,*б*). С помощью переключателя одновременно меняют резисторы в последовательном и параллельном участках цепи (R'_1 и R'_2, R''_1 и R''_2 и т. д.). Обычно пары сопротивлений резисторов выбирают так, чтобы переход к каждой последующей паре изменял частоту в 10 раз. Следовательно, ступенчатым изменением значений R весь диапазон частот разбивается на несколько поддиапазонов. Конденсаторы переменной емкости C_2 и C_1 служат для плавной установки частоты внутри поддиапазона[1]. Подстройка (расстройка) частоты в небольших пределах производится с помощью переменного резистора малого сопротивления (на схеме рис. 11.4,*б* — резистор $R_д$). На выходе генератора включен потенциометр плавной регулировки уровня выходного напряжения.

Усилители, применяемые в генераторах низкой частоты, как правило, состоят из двух каскадов: усиления напряжения и усиления мощности. Они охвачены отрицательной обратной связью, что уменьшает нелинейные искажения и повышает стабильность коэффициента усиления.

Выходной блок состоит из согласующих трансформаторов (одного или двух в зависимости от диапазона частот измерительного генератора) и аттенюаторов. Согласующие трансформаторы служат для согласования выходного сопротивления с сопротивлением нагрузки путем изменения числа витков во вторичной секционированной обмотке трансформатора. Например, в ряде генераторов предусмотрены три значения выходных сопротивлений (три положения переключателя): 60, 600 и 6000 Ом.

В практике эксплуатации к выходным зажимам прибора нередко подключают устройства с большим входным сопротивлением (например, осциллограф с $R_{вх} \approx 1$ МОм). При этом выходное сопротивление генератора оказывается совсем не согласованным с внешней нагрузкой: по существу генератор работает в режиме холостого хода. Для устранения этого нежелательного явления выходную обмотку согласующего трансформатора нагружают внутренней нагрузкой $R_{вн}$. Обычно $R_{вн}=600$ Ом. Подключение параллельно $R_{вн}$ большого сопротивления не изменяет нагрузки генератора, и он работает в режиме согласования.

Аттенюаторы предназначены для ступенчатой регулировки уровня выходного сигнала. Они представляют собой делители напряжения на резисторах.

Электронные вольтметры выполняются по различным схемам. Подобные схемы рассматриваются в гл. 5.

[1] В малогабаритных приборах плавная регулировка достигается изменением сопротивлений переменных резисторов, а изменение диапазонов частот — переключением конденсаторов.

11.3. АНАЛОГОВЫЕ ИНФРАНИЗКОЧАСТОТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Измерительные инфранизкочастотные генераторы обычно служат для создания напряжений синусоидальных сигналов с частотами 0,001 ... 20 Гц, хотя верхняя граница частотного диапазона во многих приборах простирается до десятков килогерц и даже до 1 МГц.

Инфранизкочастотные генераторы применяют для исследования, настройки и испытания сервомеханизмов, систем автоматического регулирования, узлов аналоговых вычислительных устройств, различных измерений в указанном диапазоне частот. Общие требования к инфранизкочастотным генераторам в основном такие же, как и к генераторам сигналов низкой частоты.

Структурная схема генератора гармонических сигналов инфранизкой частоты аналогична схеме, приведенной на рис. 11.2. Однако соответствующие узлы генераторов сигнала низких и инфранизких частот могут существенно отличаться друг от друга по своему устройству. Главное отличие заключается в схеме задающего генератора.

Часто задающий генератор представляет собой схему электронной модели колебательного процесса без затухания, описываемого дифференциальным уравнением

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \omega_0^2 x = 0, \qquad (11.2)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$ — угловая частота собственных колебаний.

Выходной параметр x модели (напряжение на выходных зажимах) $x = A\sin(\omega_0 t + \varphi)$, являющийся решением уравнения (11.2), при соответствующих параметрах модели и есть гармонический сигнал инфранизкой частоты f_0.

Схемы электронных моделей выполняют из электронных линейных звеньев: усилительного, интегрирующего, суммирующего, инерционного, которые построены на основе усилителя постоянного тока с глубокой отрицательной обратной связью. Схемы также имеют ограничители амплитуды.

В рассматриваемой модели применяют два типа электронных линейных звеньев: усилительное и интегрирующее.

Функциональную схему модели можно представить в виде, изображенном на рис. 11.5. Введение в схему усилительного звена вызвано необходимостью изменения знака выходной величины x первого интегрирующего звена (на рис. 11.5 — правого) перед подачей ее на вход второго звена. Усилительное звено имеет

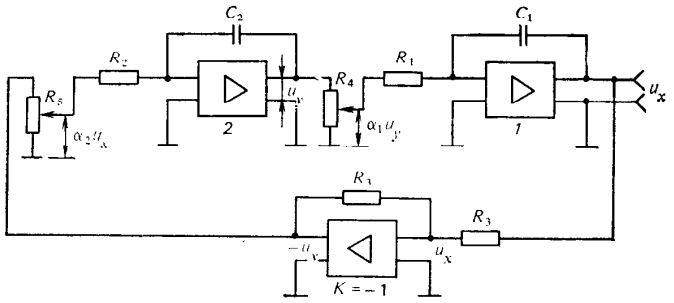


Рис. 11.5

коэффициент усиления $K=-1$ и, следовательно, выполняет только инвертирующую функцию.

Работу схемы описывает дифференциальное уравнение второго порядка:

$$\frac{d^2 u_x}{dt^2} + \frac{\alpha_1 \alpha_2}{R_1 C_1 R_2 C_2} u_x = 0, \qquad (11.3)$$

которое и является уравнением электронной модели, изображенной на рис. 11.5. Его решение

$$u_x = U_m \sin(2\pi f_0 t + \varphi)$$

определяет изменение напряжения на выходе схемы.

Сравнение (11.3) с исходным уравнением (11.2) с учетом того, что $u_x = m_1 x$; $u_y = m_2 y$ (m_1 и m_2 — коэффициенты пропорциональности), позволяет определить зависимость частоты f_0 выходного напряжения u_x от параметров схемы:

$$f_0 = \sqrt{\alpha_1 \alpha_2 / R_1 C_1 R_2 C_2}/2\pi. \qquad (11.4)$$

Из (11.4) видно, что частоту можно регулировать как изменением значений R и C, так и изменением значений α_1 и α_2. Первая возможность используется для деления всего диапазона частот на несколько поддиапазонов; вторая — для плавной перестройки частоты внутри поддиапазона.

В случае выполнения условий $\alpha_1=\alpha_2=\alpha$; $R_1=R_2=R$ и $C_1=C_2=C$ частота определится как

$$f_0 = \alpha/2\pi RC.$$

Следовательно, при изменении значения α частота изменяется по линейному закону.

Часто при работе генератора бывает необходимо получить определенную начальную фазу выходного инфранизкочастотного напряжения. Это достигается установкой начальных значеиий напряжений U_{x0} и U_{y0} на выходах обоих интегрирующих звеньев.

11.4. АНАЛОГОВЫЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Для высокочастотных генераторов характерны работа в широком диапазоне частот и разнообразие видов модуляций и манипуляции выходных сигналов. Применяют эти приборы для регулировки, настройки, испытаний и исследования аппаратуры в радиовещании, телевидении, радиосвязи, радиотелеметрии, радиолокации, радионавигации, гидроакустике и других областях техники.

Генераторы радиочастотного диапазона. Для таких генераторов характерны стабильность частоты и амплитуды напряжения выходного сигнала, малый коэффициент гармоник этого напряжения, возможность получения модулированных и манипулированных сигналов, регулировка по амплитуде и частоте в значительных пределах.

Структурная схема измерительного генератора радиочастотного диапазона приведена на рис. 11.6.

Задающий генератор, вырабатывающий синусоидальные напряжения в заданном диапазоне частот, выполняют по различным схемам: трехточечным (индуктивной, емкостной), с трансформаторной связью, с электронной связью и др. Его градуируют по частоте, разбивая весь частотный диапазона на ряд поддиапазонов. Органы регулировки частоты выводят на переднюю панель и используют для установки требуемой частоты выходного сигнала.

Усилитель выполняет несколько функций: увеличивает амплитуду напряжения задающего генератора; служит буферным каскадом, практически устраняющим влияние внешней нагрузки иа работу генератора, что способствует улучшению стабильности частоты; служит модулятором. Иногда модулятор выполнен в виде отдельного узла.

С усилителем связаны определенные органы регулировки вы-

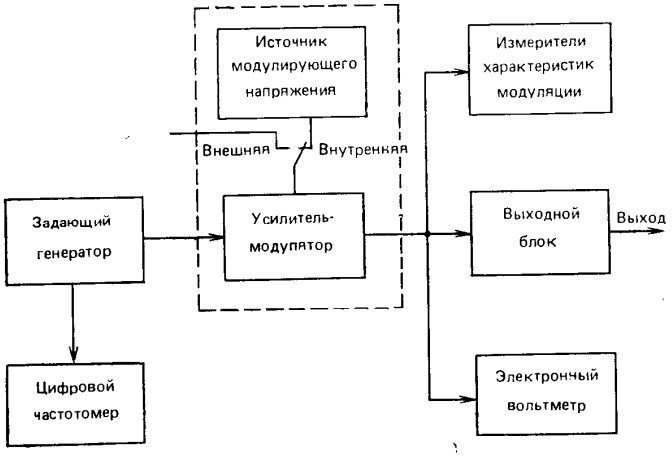


Рис. 11.6

ходного сигнала, например уровня напряжения несущей частоты, коэффициента амплитудной модуляции.

Модуляторы, применяемые в измерительных генераторах, имеют различные схемы. Возможна работа измерительного генератора в режимах непрерывной генерации (немодулированные сигналы), амплитудной, частотной и импульсной модуляции. Как правило, предусматривают и внутреннюю модуляцию, и модуляцию внешним напряжением. Источником внутреннего синусоидального модулирующего напряжения служит генератор низкой частоты. Иногда в приборе имеется специальный каскад, формирующий из синусоидального напряжения симметричные прямоугольные импульсы. Для получения частотно- и импульсно-модулированных сигналов в схему вводят соответствующие модуляторы.

Выходной блок состоит из потенциометра плавной регулировки напряжения выходного сигнала, калиброванного аттенюатора, уменьшающего напряжение в целое число раз (кратное 10), и выходных гнезд.

Контрольными приборами служат электронный вольтметр, цифровой частотомер и измерители характеристик модуляции.

Сверхвысокочастотные генераторы. Измерительные СВЧ генераторы применяют для измерения чувствительности радиоприемников диапазона СВЧ, питания высокочастотной энергией антенн, измерительных линий, рефлектометров и других измерительных устройств; кроме того, они служат источниками мощности при испытании ламп бегущей волны, при исследовании характеристик сред и веществ и т. д.

Структурная схема подобного генератора приведена на рис. 11.7. Она получена из обобщенной схемы на рис. 11.1.

Задающий генератор определяет основные характеристики выходных сигналов. От него зависят не только выходная мощность и диапазон рабочих частот всего прибора, но и характеристики модулированных сигналов: длительность и частота следования импульсов при импульсной модуляции и девиация частоты при частотной. Его выполняют на клистронах, лавинно-пролетных диодах, диодах Ганна, твердотельных интегральных схемах, лампах обратной волны и других приборах с широкодиапазонной электрической перестройкой по частоте.

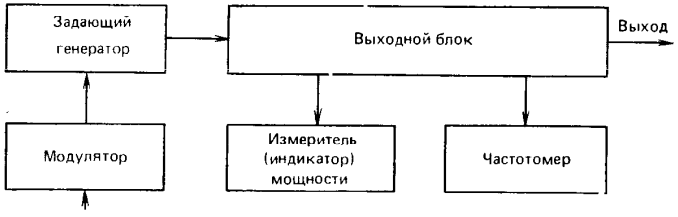


Рис. 11.7

Выходные устройства состоят из отрезков волноводов и коаксиальных линий, аттенюаторов и выходных фланцев или гнезд.

Измеритель мощности и частотомер служат для установки соответственно значений мощности и частоты сигнала, вырабатываемого измерительным генератором.

Блок питания состоит из выпрямителя, снабженного электронным стабилизатором напряжения с высоким коэффициентом стабилизации. Жесткие требования к стабильности питающих напряжений и токов вызваны тем, что от них в большой мере зависит стабильность параметров сигналов задающих генераторов.

Модулятор представляет собой схему, вырабатывающую или передающую от внешних источников сигналы, с помощью которых осуществляют амплитудную, импульсную и частотную модуляцию задающего генератора.

Для амплитудно-импульсной модуляции задающих генераторов применяют последовательности прямоугольных импульсов, а также разнополярные импульсы с одинаковыми полупериодами (меандр). Длительности импульсов и частоты следования, как правило, имеют ряд фиксированных значений.

11.5. ЦИФРОВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ НИЗКОЧАСТОТНЫХ И ИНФРАНИЗКОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ

По сравнению с аналоговыми цифровые генераторы характеризуются более высокими метрологическими характеристиками: высокими точностью установки и стабильностью частоты, малым коэффициентом гармоник (строго синусоидальной формой), постоянством выходного сигнала. Подобные генераторы, получающие все более широкое распространение, удобнее аналоговых в эксплуатации: существенно проще установка требуемой частоты, выше быстродействие, более наглядна индикация. Кроме того, цифровые генераторы открывают возможности автоматической перестройки частоты по заданной программе, применения в сочетании с цифровыми средствами обработки информации.

Работа цифровых генераторов основана на принципе формирования числового кода с последующим преобразованием его в аналоговый гармонический сигнал. Последний аппроксимируется функцией, моделируемой с помощью ЦАП.

Принципы аппроксимации. Наиболее простой вид аппроксимации — ступенчатая. Она предполагает представление (замену) синусоидального напряжения напряжением ступенчатой формы, весьма мало отличающейся от синусоидальной кривой (рис. 11.8,*а*).

Сущность ступенчатой аппроксимации можно пояснить следующим образом. Аппроксимируемое синусоидальное напряжение $u(t)=U_m \sin \omega t$ дискретизируют по времени (равномерная дискретизация с шагом ΔT) и в интервале времени, разделяющем два соседних момента t_i и t_{i+1}, заменяют синусоидальный сигнал напряжением постоянного тока — ступенькой, высота ко-

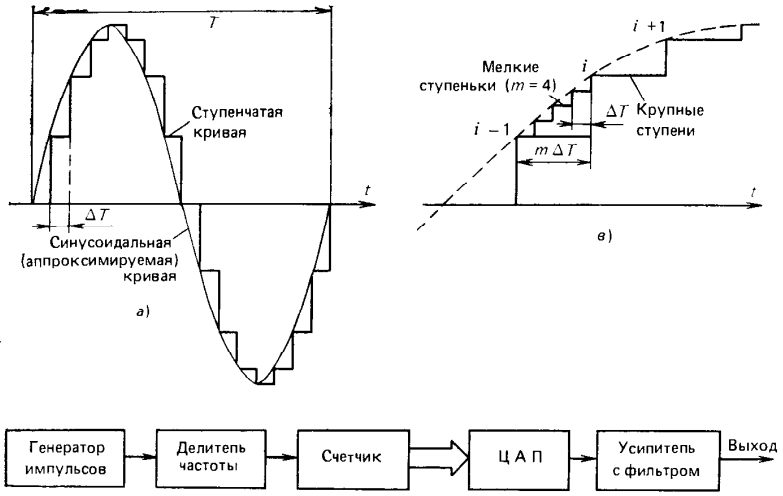


Рис. 11.8

торой равна значению аппроксимируемого напряжения в момент t_i, т. е. $u(t_i)=U_m \sin \omega t_i$. Таким образом, реально вместо кривой синусоидальной формы получается ступенчатая кривая, изображенная на рис. 11.8,*а*.

При данном периоде T синусоидального напряжения число p ступенек, приходящихся на один период, определяется шагом дискретизации: $p=T/\Delta T$. Если же задано число ступенек, то изменение шага дискретизации приводит к изменению периода формируемого напряжения, так как $T=p\Delta T$.

Принимая во внимание, что $t_i=i\Delta T$, уравнение ступенчатой кривой можно представить в виде $u(i\Delta T)=U_m \sin(i\omega\Delta T)$ или с учетом соотношений $p=T/\Delta T$ и $\omega=2\pi/T$ записать так:

$$u(i\Delta T)=U_m \sin(i2\pi/p).$$

Очевидно, что ступенчатая кривая тем лучше аппроксимирует синусоиду (тем меньше погрешность аппроксимации), чем больше число ступеней p. Когда это число достаточно велико, сформированное ступенчатое напряжение можно рассматривать как низкочастотное синусоидальное напряжение, искаженное в небольшой степени высокочастотной аддитивной помехой.

Разложение в ряд Фурье напряжения, полученного путем ступенчатой аппроксимации, показывает, что этот ряд содержит гармонику основной частоты. Несложно убедиться, что ближайшей высшей гармоникой будет гармоника порядка p—1, следующей — гармоника порядка $p+1$, затем гармоники порядков $2p$—1 и $2p+1$ и т. д. Например, при $p=80$ и частоте f напряжения основной

гармоники ближайшими высшими гармониками будут 79-я, 81-я и 159-я, 161-я гармоники, т. е. напряжения частот $79f$, $81f$, $159f$, $161f$. Такие соотношения позволяют просто осуществить высококачественную фильтрацию, резко ослабляющую высшие гармоники, т. е. получить синусоидальное напряжение, характеризуемое очень малым коэффициентом гармоник.

На рис. 11.8,*б* приведена упрощенная структурная схема устройства, формирующего ступенчатую кривую. Кварцевый генератор вырабатывает периодическую последовательность коротких импульсов с периодом следования $T_{кв}$. На выходе делителя частоты с регулируемым коэффициентом деления q получается последовательность импульсов с периодом следования $\Delta T=qT_{кв}$, задающим шаг дискретизации. Импульсы поступают в счетчик емкостью p. Кодовая комбинация, определяемая числом i импульсов, накопленных в счетчике, передается в функциональный ЦАП. Последний вырабатывает напряжение, соответствующее числу i, т. е. $u(i\Delta T)=U_m \sin(i2\pi/p)$. Таким образом формируются p ступенек. После накопления p импульсов счетчик переполняется и сбрасывается в нуль. С приходом $(p+1)$-го импульса начинается формирование нового периода ступенчатой кривой.

Частоту формируемого сигнала при фиксированном числе p ступеней регулируют, изменяя шаг дискретизации ΔT, что достигается изменением коэффициента деления q делителя частоты. Информацию об установленном значении частоты несет положение переключателя коэффициента деления. Однако часто предусматривают специальное отсчетное устройство, выполненное на цифровых индикаторах.

Аппаратурное осуществление ступенчатой аппроксимации при большом числе ступенек сравнительно сложно. Более простое аппаратурное решение достигается при *линейно-ступенчатой аппроксимации*.

Принцип такой аппроксимации синусоидального напряжения заключается в следующем. Период аппроксимируемого напряжения, вместо того чтобы делить на большое число p ступенек, разбивают через равные интервалы $m\Delta T$ на $n=p/m$ крупных ступеней с высотами $u_{кр}$, соответствующими значениям синусоидального напряжения

$$u_{кр}(im\Delta T)=U_m \sin(i2\pi/n),$$

а внутри каждой крупной ступени формируют m мелких ступенек равномерно следующих через интервалы ΔT, причем высоты этих ступенек $u_{мелк}$ изменяются по линейному закону (рис. 11.8,*в*)

$$u_{мелк}(j\Delta T)=kj\Delta T,$$

где k — коэффициент пропорциональности, зависящий от угла наклона прямой, аппроксимирующей синусоиду на участке крупной ступени, а число $j=0, 1, 2, \ldots$ Общее число ступенек за период T составляет $mn=p$.

Напряжения крупных и мелких ступенек можно формировать

двумя различными устройствами, работа которых синхронизирована, и получать линейно-ступенчатые напряжения суммированием напряжений $u_{кр}$ и $u_{мелк}$. Следовательно, при линейно-ступенчатой аппроксимации два формирователя образуют всего $m+n$ ступеней, в то время как при ступенчатой аппроксимации необходимо формировать mn ступеней. Например, если общее число ступеней $p=mn=80$ можно получить при $n=20$ и $m=4$, то при двух независимых формирователях будет всего $m+n=24$ ступени вместо 80, требуемых при ступенчатой аппроксимации.

Помимо ступенчатой аппроксимации с равномерной дискретизацией времени и линейно-ступенчатой, на практике используют экспоненциально-ступенчатую и линейную аппроксимации, а также ступенчатую аппроксимацию при равномерном квантовании уровня и неравномерной дискретизации времени [85]. Осуществление последних двух видов аппроксимации требует сравнительно сложных аппаратурных решений при жесткой логике работы.

Формирование сигналов и структурная схема генератора. Как следует из принципа аппроксимации, чтобы сформировать линейно-ступенчатое напряжение, аппроксимирующее напряжение синусоидальной формы, необходимы: источники сигналов, задающих шаги дискретизации ΔT и $m\Delta T$, фиксаторы числа, определяющего номер i интервала, формирователи напряжений $u_{кр}$ крупных ступенек и $u_{мелк}$ мелких ступенек, схема, суммирующая напряжения $u_{кр}$ и $u_{мелк}$, схема управления.

Аппаратурное решение можно упростить, если формировать изображенный на рис. 11.9 линейно-ступенчатый сигнал, напряжение крупных ступеней которого определяется из выражения

$$u_{кр}(im\Delta T)=u_{i\,кр}=-U_m\cos(i2\pi/n).$$

Структурная схема задающего генератора, вырабатывающего такой сигнал, представлена на рис. 11.10. В этой схеме источником импульсов, с помощью которых осуществляется дискретизация времени, служит кварцевый генератор. Он вырабатывает последовательность импульсов, следующих с периодом $T_{кв}$ (частотой $f_{кв}$). Шаг дискретизации ΔT определяется периодом $T_{кв}$ и установленным коэффициентом q деления частоты (который можно изменять):

$$\Delta T=qT_{кв}=q/f_{кв}.$$

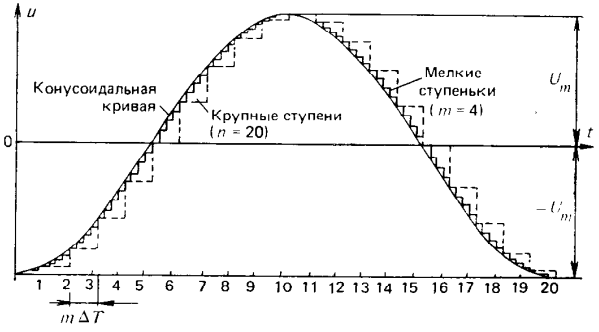


Рис. 11.9

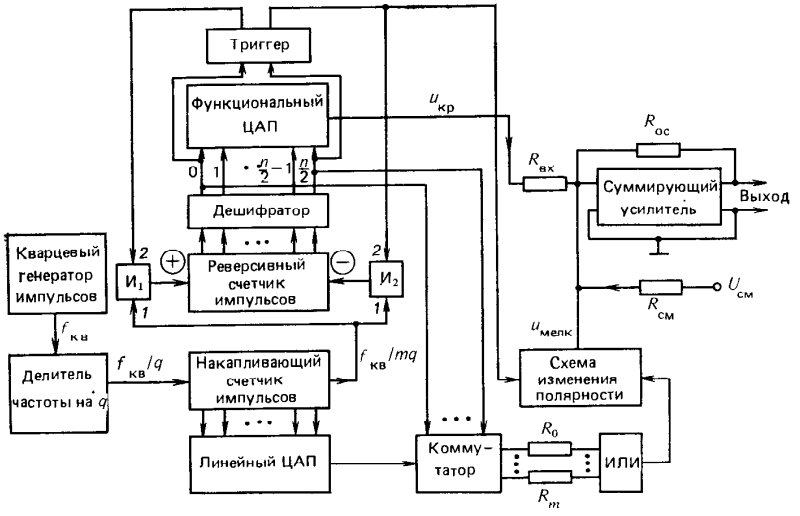


Рис. 11.10

Формирователь напряжения мелких ступенек $u_{мелк}$, изменяющихся с шагом ΔT, состоит из накапливающего счетчика емкостью m импульсов и линейного ЦАП, который преобразует число, зафиксированное в счетчике (код), в пропорциональное этому числу напряжение. Формирователь напряжения крупных ступеней $u_{кр}$, которые изменяются с шагом $m\Delta T$, образуют реверсивный счетчик импульсов, дешифратор и функциональный ЦАП. На входы реверсивного счетчика поступают импульсы с выхода накапливающего счетчика. Они характеризуются периодом следования $m\Delta T$ (частотой следования $f_{кв}/mq$), так как накапливающий счетчик дополнительно служит делителем частоты с коэффициентом деления m.

Суммирование напряжений $u_{кр}$ и $u_{мелк}$ выполняет суммирующий усилитель постоянного тока, к входу которого непосредственно подключен резистор $R_{вх}$ и через схему ИЛИ (а также схему изменения полярности) — резисторы R_0, R_1, $R_2, \ldots, R_m$. На этот же вход подается напряжение смещения $U_{см}$.

В состав схемы управления входят триггер, два логических элемента И на входах реверсивного счетчика, коммутатор, логический элемент ИЛИ и схема изменения полярности.

Рассмотрим работу цифрового задающего генератора, формирующего напряжение, изображенное на рис. 11.9, но в предположении, что ось времени опущена на U_m. Тогда задача формирования сводится к получению кривой, все значения которой положительны и которая состоит из двух ветвей: нарастающей (с 1-й по 10-ю крупные ступени) и спадающей (с 11-й по 20-ю крупные ступени).

Уравнение крупных ступеней, аппроксимирующих сигнал, запишется в виде

$$u_{i\,кр} = -U_m \cos(i2\pi/n) + U_m = U_m[1 - \cos(i\pi/10)].$$

Поскольку ветви кривой симметричны, то каждые две крупные ступени, номера которых меньше и больше на одинаковое число единиц номера $n/2$, имеют одну и ту же высоту. При $n=20$ получаются следующие пары равновысотных ступеней: 9-я и 11-я, 8-я и 12-я, 7-я и 13-я, 6-я и 14-я, 5-я и 15-я; 4-я и 16-я; 3-я и 17-я, 2-я и 18-я, 1-я и 19-я. Это обстоятельство делает целесообразным применение в формирователе крупных ступеней реверсивного счетчика.

Формирование крупных ступеней осуществляется следующим образом. Как уже указывалось, на вход *1* обоих логических элементов И поступает периодическая последовательность импульсов, появляющихся на выходе накапливающего счетчика через интервалы $m\Delta T$. В начале цикла формирования на левом выходе триггера высокий потенциал, следовательно, на входе *2* элемента $И_1$ — разрешающий потенциал, а на входе *2* элемента $И_2$ — запрещающий. Таким образом, импульсы поступают в реверсивный счетчик через открытый суммирующий вход (вычитающий вход закрыт). Кодовая комбинация, определяемая числом i поступивших в счетчик импульсов, передается через дешифратор в функциональный ЦАП. Последний вырабатывает напряжение, соответствующее числу i, т. е. напряжение i-й крупной ступени

$$u_{i\,кр} = U_m[1 - \cos(i\pi/10)].$$

Так, если $i=1$, то $u_{1кр}=0{,}0489U_m$; если $i=3$, то $u_{3\,кр}=0{,}4122\,U_m$; если $i=5$, то $U_{5\,кр}=U_m$; если $i=10$, то $U_{10\,кр}=2U_m$.

После накопления в реверсивном счетчике десяти импульсов на 10-м выходе (выходе $n/2$) дешифратора появится сигнал, который перебросит триггер в противоположное положение. Теперь уже на левом выходе триггера будет низкий потенциал (высокий потенциал на правом выходе) и, следовательно, закроется суммирующий вход, а вычитающий откроется. Импульс, 11-й от начала цикла, т. е. 1-й, поступивший в счетчик через его вычитающий вход, уменьшит накопленное в счетчике число 10 на единицу и в счетчике будет записано число 9. Таким образом напряжение 11-й крупной ступени получится равным напряжению 9-й крупной ступени. Когда придет 12-й с начала цикла импульс, то в счетчике будет записано число 8 (значит, $u_{12\,кр}=u_{8кр}$) и т. д. С приходом 20-го от начала цикла импульса (10-го импульса после отпирания вычитающего входа счетчика) реверсивный счетчик «очистится», т. е. в нем будет записано число 0. Сигнал, образующийся на нулевом выходе дешифратора, снова перебросит триггер, в результате чего закроется вычитающий вход реверсивного счетчика и откроется его суммирующий вход — начнется новый цикл формирования крупных ступеней.

Напряжение, формируемое функциональным ЦАП, передается через резистор $R_{вх}$ на вход суммирующего усилителя постоянного тока.

Напряжение мелких ступеней формируется с помощью накапливающего счетчика импульсов и линейного ЦАП. В накапливающий счетчик поступают импульсы, следующие с периодом ΔT. Так как емкость счетчика m импульсов, то за время существования напряжения одной крупной ступени формируются m мелких. В рассматриваемом случае (рис. 11.8,*в*) $m=4$. На выходе линейного ЦАП получается напряжение, пропорциональное числу j импульсов, зафиксированных в накапливающем счетчике: $u_{мелк}=kj\Delta T$.

Как видно из рис. 11.9, приращения высот различных крупных ступеней неодинаковы. Для нарастающей ветви формируемого сигнала, показанного на рис. 11.9, приращение высоты i-й крупной ступени относительно $(i-1)$-й составляет

$$\Delta U_i = u_{i\,кр} - u_{(i-1)кр}.$$

Существенно заметить, что приращения от нулевой до 4-й крупной ступени последовательно возрастают, а от 5-й до 10-й в обратной последовательности убывают. Таким образом, при двадцати крупных ступенях на период имеется пять линейных участков с различными наклонами. Это диктует необходимость изменения значения коэффициента k в уравнении $u_{мелк}(j\Delta T)=kj\Delta T$ при переходе от одного участка к другому. С этой целью в схеме предусмотрен коммутатор и набор резисторов R_0, R_1, $R_2, \ldots, R_m$ (так как $m=4$, то всего пять резисторов). Коммутатор управляется сигналами с выхода дешифратора. При появлении сигналов последовательно на выходах 0, 1, 2, 3, 4 соответственно последовательно включаются резисторы R_0, R_1, R_2, R_3, R_4. Когда же возникают сигналы поочередно на выходах *5, 6, 7, 8, 9* резисторы включаются в обратной последовательности: R_4, R_3, R_2, R_1, R_0. Через эти резисторы (а также схему ИЛИ и схему изменения полярности) напряжения мелких ступенек передаются на вход суммирующего усилителя. Так как выходное напряжение последнего определяется выражением

$$u_{вых} = -\left(\frac{R_{о.с}}{R_{вх}}\,u_{кр} + \frac{R_{о.с}}{R_l}\,u_{мелк}\right),$$

где $l=0, 1, 2, 3, 4$, то при переключении резистора R_l изменяется наклон линейного участка формируемой кривой.

При формировании спадающей ветви описываемого сигнала очевидно полярность мелких ступенек должна быть противоположной полярности подобных ступенек на нарастающей ветви. Изменение знака достигается с помощью схемы изменения полярности.

Для получения косинусоидального сигнала с нулевым средним значением (без постоянной составляющей), т. е. сигнала, изображенного на рис. 11.9, на вход суммирующего усилителя подается напряжение смещения. Размер этого напряжения выбирают так, чтобы компенсировалась постоянная составляющая, равная по абсолютному значению амплитуде сигнала.

Частоту формируемого сигнала при фиксированном числе p ступеней регулируют, изменяя шаг дискретизации ΔT. Аппаратурно это достигается изменением коэффициента деления q делителя частоты. Информацию об установленном значении частоты сформированного сигнала несет положение переключателя коэффициента деления. Для большего удобства она отображается цифровым дисплеем, имеющимся в измерительном генераторе.

11.6. ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Измерительные генераторы импульсных сигналов прямоугольной формы применяют при исследованиях, испытаниях, регулировке и настройке импульсных электронных систем, при снятии переходных характеристик отдельных узлов и аппаратуры в целом, при испытании и настройке широкополосных усилителей, анализаторов, дискриминаторов, для проверки импульсных характеристик полупроводниковых приборов, при испытании вычислитель-

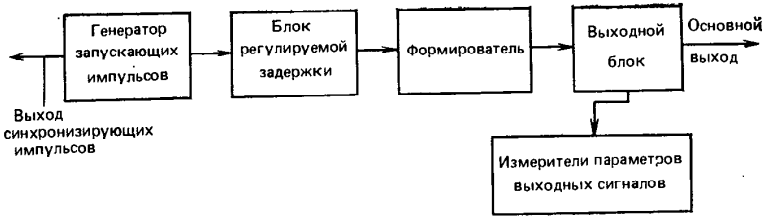


Рис. 11.11

ных устройств, исследовании и испытании интегральных микросхем. Генераторы импульсов выполняют функции задающих генераторов в разнообразных импульсных устройствах, импульсных модуляторов высокочастотных и сверхвысокочастотных измерительных генераторов и гетеродинов, а также источников управляющих импульсов для коммутации всевозможных электронных схем и устройств.

Общая структурная схема. Изображенная на рис. 11.11 схема измерительных генераторов импульсов получена из обобщенной схемы измерительных генераторов (рис. 11.1) в результате уточнения функций основных узлов. Рассмотрим особенности этих узлов.

Генератор запускающих импульсов — источник периодической последовательности импульсных сигналов, возбуждающих формирователь, состоит из задающего генератора и блоков внешнего запуска, вывода синхронизирующих импульсов, преобразования. В отдельных измерительных генераторах, разумеется, могут отсутствовать некоторые из названных элементов или встретиться дополнительные. Генератор запускающих импульсов работает как в режиме самовозбуждения, так и в режиме внешнего запуска.

Охарактеризуем кратко составные части генератора запускающих импульсов.

Задающий генератор вырабатывает напряжение, частота которого, регулируемая в определенных пределах, задает частоту следования выходных импульсов измерительного генератора.

Схема внешнего запуска служит для передачи синхронизирующих импульсов от внешнего источника в задающий генератор. Обычно она представляет собой усилитель с эмиттерным повторителем и переключателем полярности усиливаемых импульсов внешней синхронизации.

Схема вывода синхронизирующих импульсов предназначена для передачи импульсов, вырабатываемых задающим генератором, на специальный выход. Эти импульсы используются для запуска различных схем, сигналы которых должны быть синхронизированы с выходными сигналами импульсного генератора, например для пуска генератора ждущей развертки осциллографа, применяемого при исследовании устройства, питаемого выходными импульсами измерительного генератора (см. § 3.5).

Схема преобразования предусматривается для получения из напряжения задающего генератора коротких импульсов запуска формирователя.

Блок регулируемой задержки служит для запуска формирователя с задержкой относительно момента появления импульса задающего генератора. Вследствие задержки импульс на выходе блока вывода синхронизирующих сигналов опережает (на установленный интервал времени) импульс на основном выходе измерительного генератора.

Формирователь вырабатывает импульсы определенной формы и длительности, работает в ждущем режиме и запускается импульсами задающего генератора. С формирователем связаны органы регулировки, управляющие длительностью импульсов.

Выходной блок обычно содержит эмиттерный повторитель, необходимый для создания малого выходного сопротивления (он также выполняет функции развязывающего каскада); симметрирующий каскад, преобразующий однополярные импульсы в импульсы обеих полярностей; коммутатор полярности импульсов, посредством которого на выходное гнездо подаются импульсы либо положительной, либо отрицательной полярности; делитель напряжения, ослабляющий выходные сигналы в определенное число раз. С выходным блоком связаны органы регулировки амплитуды выходных сигналов и их полярности, а в импульсных генераторах кодовых групп — числа импульсов в группе.

Измерителями параметров выходного сигнала в большинстве приборов являются средства измерения амплитуды импульсного напряжения и частоты следования импульсов.

Генератор периодической последовательности прямоугольных импульсов. К этому типу приборов относятся источники периодически повторяющихся одиночных импульсов сигнала с регулируемой длительностью и частотой следования. Выпускаемые промышленностью генераторы вырабатывают импульсы напряжения обеих полярностей с длительностями от единиц пикосекунд до единиц секунд, с частотой следования от сотых долей герца до сотен мегагерц и выходным напряжением, изменяющимся от долей вольта до 100 ... 150 В.

Рассмотрим весьма распространенный принцип построения генераторов (рис. 11.11 и 11.12).

Рис. 11.12

Генератор запускающих импульсов вырабатывает короткие импульсы. Значение частоты следования их, которое можно изменять органами управления генератора, выведенными на лицевую панель прибора, определяет частоту следования выходных сигналов измерительного генератора. Запускающий импульс поступает через блок регулируемой задержки на вход формирователя, где разветвляется по двум цепям: непосредственно подается на вход *1* триггера, который находится в состоянии 0, и через схему задержки — на вход *2* триггера. Подводимый к входу *1* импульс перебрасывает триггер из состояния 0 в состояние 1. В схеме задержки установлен интервал задержки, значение которого равно длительности $\tau_и$ формируемого схемой формирователя прямоугольного сигнала. Поступающий с выхода схемы задержки на вход *2* триггера импульс перебрасывает триггер из состояния 1 в состояние 0, т. е. возвращает его в исходное состояние. В результате двукратного переброса триггера на его выходе формируется прямоугольный импульс длительностью $\tau_и$. Применение триггера с высоким быстродействием (малым временем переброса) гарантирует высокую крутизну фронта и среза сформированного прямоугольного сигнала.

Схема задержки выполняется по различным принципам: в одних приборах — это выбор последовательно включенных стандартных элементов задержки, в других — цифровая схема задержки.

Снимаемый с выхода триггера прямоугольный импульс поступает в выходной блок — на эмиттерный повторитель, нагрузкой которого служит переменный резистор регулировки амплитуды сигнала. С этого резистора импульс подается на каскад, который в зависимости от положения переключателя требуемой полярности выходного импульса служит либо повторителем, либо фазоинверсным усилителем. Далее импульс проходит на выходное гнездо. При включенном делителеле напряжения импульсы поступают на выход ослабленными (например, в 10 и 100 раз).

11.7. ГЕНЕРАТОРЫ СИГНАЛОВ СПЕЦИАЛЬНОЙ ФОРМЫ

Многообразие современных электронных устройств вызвало необходимость получения испытательных сигналов не только синусоидальной, но и других форм: меандра, треугольной, пилообразной и др. Источники таких сигналов называют измерительными генераторами сигналов специальной формы (для зарубежной измерительной техники характерно название «генератор функций»).

Генераторы сигналов специальной формы применяют для настройки, испытаний, исследований устройств автоматики, вычислительной, измерительной, вибрационной техники, геофизической, биофизической, медицинской аппаратуры и др. [66].

Структурная схема аналогового измерительного генератора приведена на рис. 11.13 [79, 114]. Ее основными узлами служат

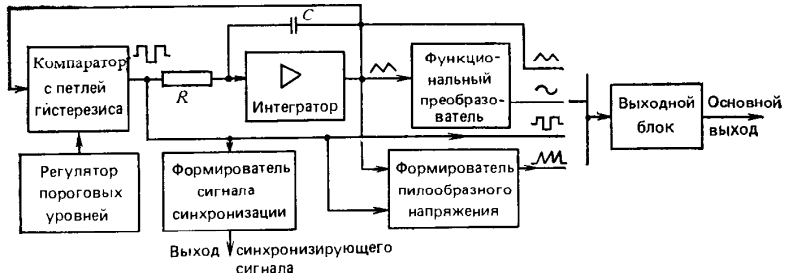


Рис. 11.13

интегратор, представляющий собой усилитель постоянного тока, охваченный глубокой отрицательной связью с помощью *RC*-цепи, и компаратор с петлей гистерезиса — переключающая схема с двумя пороговыми уровнями. В сочетании эти два узла образуют кольцевое автоколебательное устройство.

Работа схемы заключается в следующем. При поступлении отрицательного перепада напряжения на вход интегратора на его выходе, пока сохраняется перепад, формируется линейно-нарастающее напряжение (интегрирование «вверх»). В определенный момент полярность входного напряжения интегратора резко, скачкообразно изменяется. При положительном перепаде напряжения на входе интегратор формирует линейно-убывающее напряжение на выходе (интегрирование «вниз») — до момента очередного переключения полярности входного напряжения. Таким образом, выходное напряжение интегратора представляет собой сигнал треугольной формы (одинаковые равнобедренные треугольники в положительный и отрицательный полупериоды), период которого определяется моментами переключения входного напряжения. Переключение осуществляет компаратор с петлей гистерезиса. Как видно из рис. 11.13, на компаратор подается сигнал треугольной формы с выхода интегратора. Когда значение этого сигнала становится равным значению установленного в компараторе порогового уровня, компаратор изменяет свое состояние, следствием чего является скачкообразная перемена полярности напряжения на входе интегратора. Соответственно меняется направление изменения напряжения выходного сигнала интегратора. Когда напряжение примет значение, соответствующее второму пороговому уровню, компаратор возвращается в прежнее состояние. Резко меняется полярность входного напряжения интегратора, и направление изменения его выходного напряжения становится противоположным направлению изменения до переключения.

На выходе компаратора с петлей гистерезиса формируется меандр, который, как и треугольный сигнал интегратора, служит одним из выходных сигналов измерительного генератора. Частота переключений компаратора зависит от продолжительности

интервала времени, в течение которого напряжение выходного сигнала интегратора (напряжения треугольной формы) достигает значения установленного порога. Следовательно, изменяя пороговые значения, можно регулировать частоту выходных сигналов измерительного генератора. Схема компаратора построена так, что значения пороговых уровней зависят от подаваемого в нее напряжения внешнего источника (например, схема мостового диодного ограничителя). Отсюда становится ясной функция регулятора пороговых напряжений: плавная регулировка частоты выходных сигналов. Дискретное изменение частоты, т. е. переключение поддиапазонов, достигается изменением сопротивления резистора R и емкости конденсатора C цепи обратной связи интегратора.

Напряжение синусоидальной формы формируется из треугольного напряжения с помощью функционального преобразователя. Идея преобразования заключается в следующем. Как известно, разложение сигнала треугольной формы в ряд Фурье представляет собой сумму нечетных гармоник, причем амплитуда k-й гармоники в k^2 меньше амплитуды первой гармоники. Для выделения напряжения первой гармоники существенно ослабляют высшие гармоники, пропуская сигнал треугольной формы через операционный усилитель, охваченный нелинейной диодно-резистивной цепью отрицательной обратной связи. Степень чистоты синусоидального сигнала зависит от числа каскадов, используемых в схеме преобразователя, а также от точности формирования исходного сигнала треугольной формы. Удается настолько ослабить высшие гармонические составляющие, что полученный синусоидальный сигнал характеризуется коэффициентом гармоник около 0,5%.

У многих измерительных генераторов специальной формы предусмотрена возможность образования выходного пилообразного сигнала, форма которого подобна форме развертывающего напряжения электронно-лучевого осциллографа. Для этого в схеме прибора предусматривается специальный формирователь, который формирует пилообразное напряжение из напряжений треугольного сигнала и меандра.

Требуемую форму выходного сигнала измерительного генератора пользователь выбирает с помощью переключателя, расположенного перед выходным блоком, который предназначен для изменения напряжения выходного сигнала и создания определенного выходного сопротивления генератора.

Выпускаемые промышленностью аналоговые генераторы, вырабатывают периодические сигналы названных форм частотой от 0,001 Гц до 1 МГц.

Более широкими возможностями обладают генераторы сигналов специальных форм, содержащие микропроцессорную систему. Такие приборы рассматриваются в § 11.8.

11.8. ГЕНЕРАТОРЫ, ПРОГРАММНО-УПРАВЛЯЕМЫЕ МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ СИСТЕМОЙ

Общая характеристика. Все более широкое распространение получают программно-управляемые генераторы с встроенной микропроцессорной системой. Такие приборы отличаются широкими возможностями и высокими метрологическими характеристиками. Обладая всеми общими преимуществами микропроцессорных приборов, измерительные генераторы сигналов имеют ряд специфических свойств, обусловленных назначением — служить источниками сигналов различных форм и частот.

Прежде всего отметим, что программируемые измерительные генераторы по сравнению с обычными приборами этой группы выделяются расширенными возможностями управления при относительно простой передней панели. Требуемое значение частоты выходного сигнала набирается на клавиатуре, и микропроцессорная система, опросив клавиатуру, автоматически устанавливает набранное значение с высокой точностью. Имеется возможность автоматического однократного или многократного приращения значения частоты в установленных пределах через заданный интервал времени. В приборах, содержащих генераторы с механической перестройкой частоты (на что затрачивается время от 0,5 до 10 с), предусматривается команда «ожидание», по которой на время перестройки затемняется дисплей, отображающий параметры сигнала.

Наличие в приборе устройства, запоминающего значения частоты, позволяет автоматически повторять установку частоты по заданной программе.

Возможна ситуация, когда требуемое значение частоты близко к конечному значению поддиапазона. Так как поддиапазоны переключаются автоматически, то небольшое изменение частоты может повлечь за собой переход на другой поддиапазон. Избежать этого позволяет работа в режиме удержания частоты, устанавливаемого нажатием соответствующей клавиши.

Большие удобства при испытании ряда устройств создает автоматическое изменение глубины амплитудной модуляции или девиации частоты при частотной модуляции по определенной программе, и в том числе свиппирования, т. е. ЛЧМ.

Многие из отмеченных достоинств измерительных генераторов гармонических сигналов в равной мере присущи (с учетом специфики) генераторам импульсных сигналов.

Существенно расширяют возможности измерительного генератора автоматическая установка требуемого напряжения выходного сигнала и поддержание неизменного значения его при перестройке частоты в определенной области, а также калибровка уровня и отображение его значения в различных видах: абсолютных единицах, относительных единицах, децибелах (по отношению к принятому за единицу значению). Во многих приборах

предусмотрено автоматическое выполнение диагностических процедур.

Говоря о высоких метрологических характеристиках измерительных генераторов, содержащих микропроцессорную систему, следует отметить высокую точность установки частоты (у некоторых генераторов разрешающая способность 0,05% и выше), стабильность установленного значения (например, нестабильность менее 0,001%), малые нелинейные искажения синусоидального сигнала, а также высокую точность фиксации длительности и частоты следования импульсов.

Наконец, необходимо подчеркнуть, что все программно-управляемые генераторы могут быть подключены к интерфейсной шине (см. гл. 12), в результате чего управление прибором может быть не только ручным (с лицевой панели), но и дистанционным, осуществляемым контроллером.

Генераторы с формированием сигналов методом аппроксимации. Как было показано в § 11.5, используя ступенчатую аппроксимацию, можно получать синусоидальные сигналы, причем основными элементами аппаратурного осуществления метода служат ЦАП. По этому же принципу можно формировать сигналы и других форм.

Применение микропроцессорной системы упрощает аппаратурную часть прибора (рис. 11.14). В этом случае достаточно иметь линейный ЦАП и таблицы значений, определяющие форму сигнала (например, синусоидальную), хранимые («зашитые») в ПЗУ. Изменение частоты сигнала достигается изменением скорости выборок значений из памяти. Очевидно, что стабильность частоты формируемого сигнала определяется стабильностью тактового генератора микропроцессорной системы.

Широкодиапазонный генератор гармонических сигналов. Подобные генераторы выполняются на основе сочетания синтезатора частоты и микропроцессорной системы (рис. 11.15). Так как синтезатор может генерировать сигналы с широкой сеткой час-

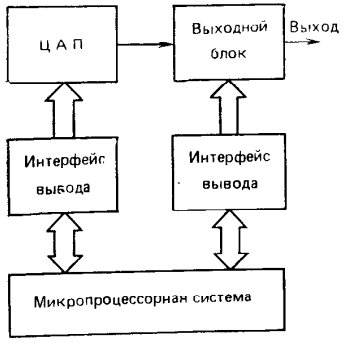


Рис. 11.14

Рис. 11.15

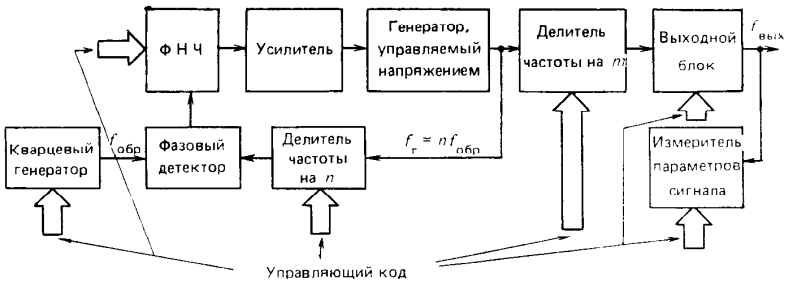


Рис. 11.16

тот, то становится очевидной возможность создания широкодиапазонного генератора с высокой разрешающей способностью перестройки частоты.

Для пояснения принципа действия программно-управляемого измерительного генератора, синтезирующего гармонические сигналы в широком диапазоне частот, воспользуемся его упрощенной структурной схемой (рис. 11.16). В этой схеме синтезатор частоты, как и на рис. 7.15, состоит из кварцевого генератора, вырабатывающего сигналы образцовой частоты $f_{обр}$, фазового детектора, ФНЧ, усилителя, генератора, управляемого напряжением, и делителя частоты с коэффициентом деления n. Как видно из схемы, кварцевый генератор и делитель частоты — программно-управляемые блоки. На их цифровые входы подается управляющий код из микропроцессорной системы.

Генератор, управляемый напряжением, вырабатывает синусоидальный сигнал, значение частоты $f_г$ которого в n раз выше значения образцовой частоты $f_{обр}$, т. е. $f_г = nf_{обр}$. Он подводится через делитель частоты с коэффициентом деления n к фазовому детектору. Появляющееся на его выходе напряжение рассогласования поступает через ФНЧ и усилитель на генератор и поддерживает точное значение частоты $f_г$ вырабатываемого им сигнала. Этот сигнал передается через делитель частоты с коэффициентом деления m (изменяемым кодом, поступающим из микропроцессорной системы) и выходной блок на выходное гнездо генератора. Таким образом, значение частоты сигнала, снимаемого с выхода измерительного генератора, $f_{вых} = f_г/m = (n/m)f_{обр}$. Изменяя программным путем значения n, m и $f_{обр}$, можно автоматически перестраивать в широких пределах частоту выходных сигналов измерительного генератора с малым шагом (высокой разрешающей способностью), решать задачу автоматического приращения значения частоты и т. п.

Автоматическая регулировка напряжения выходного сигнала, а также изменение единиц измерения и вида представления результата измерения достигаются подачей управляющего кода из микропроцессорной системы на цифровые входы выходного блока и измерителей параметров сигнала.

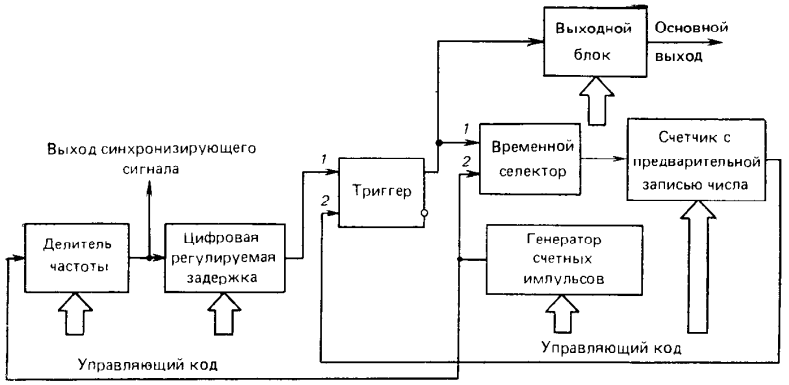


Рис. 11.17

Из синтезированных сигналов синусоидальной формы могут быть сформированы и сигналы других форм. Таким образом можно построить программируемый генератор сигналов специальных форм (функциональный генератор).

Генератор периодической последовательности прямоугольных импульсов. Принципы построения подобных программно-управляемых генераторов разнообразны. Один из них иллюстрирует структурная схема, представленная на рис. 11.17. Сопоставляя ее с общей структурной схемой импульсных измерительных генераторов (рис. 11.11), отметим, что функцию генератора запускающих импульсов выполняет генератор счетных импульсов в сочетании с делителем частоты, а формирователь прямоугольного импульса состоит из триггера, временного селектора, генератора счетных импульсов и счетчика с предварительной записью числа.

Принцип формирования прямоугольного импульса требуемой длительности заключается в следующем. Запускающий импульс поступает через цифровую схему задержки на вход *1* триггера и перебрасывает его из состояния 0 в состояние 1. На выходе триггера образуется положительный перепад напряжения, и, следовательно, с этого момента на вход *1* временного селектора подан разрешающий потенциал. Через временной селектор на вход счетчика начинают проходить счетные импульсы, подводимые от генератора к входу *2* селектора. В счетчик, общая емкость которого C, предварительно вводится из микропроцессорной системы число A, причем разность $C-A=m$ зависит от того, какую длительность прямоугольного импульса требуется получать. После того как в счетчик поступят m счетных импульсов и накопленное в нем число будет равно сумме $m+A=C$, счетчик переполнится. Образующийся на выходе счетчика импульс переполнения подается на вход *2* триггера, возвращая его в исходное состояние 0. Напряжение на выходе триггера резко падает, со входа *1* временного селектора снимается разрешающий потенциал и прохождение счетных импульсов в счетчик прекращается.

На выходе триггера сформирован прямоугольный импульс длительностью $\tau_и=mT_{сч}$ (где $T_{сч}$ — период следования счетных импульсов), который через выходной блок передается на основной выход измерительного генератора. Для изменения длительности импульса необходимо изменить либо число m, т. е. число A, вводимое микропроцессорной системой в счетчик, либо период $T_{сч}$. Регулировка частоты следования импульсов достигается изменением коэффициента деления частоты с помощью управляющего кода, вырабатываемого микропроцессорной системой. Аналогичным образом изменится продолжительность задержки. Амплитудой выходного сигнала также управляет микропроцессорная система, посылая управляющие сигналы на цифровую шину выходного блока.

Возможны и иные варианты построения программно-управляемых генераторов, например описанные в [1, 90].

11.9. ГЕНЕРАТОРЫ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ

Эти измерительные генераторы вырабатывают флуктуационные напряжения (случайные сигналы) с определенными вероятностями характеристиками. Их применяют при измерении предельной чувствительности усилителя, коэффициента шума радиоприемников, транзисторов и других «шумящих» четырехполюсников, исследования помехоустойчивости различных электронных, автоматических и радиотехнических систем или отдельных узлов, снятии частотных характеристик электроакустических устройств, поверке приборов для измерения вероятностных характеристик случайных процессов и т. п.

Структурная схема генератора шума, полученная из общей схемы измерительных генераторов, приведена на рис. 11.18. Охарактеризуем устройство и принцип действия ее основных узлов.

Задающий генератор. Этот узел, называемый часто первичным источником шума, определяет принцип действия прибора. Его сигналы должны иметь достаточно большое напряжение во всей требуемой полосе частот, описываться заданными вероятностными характеристиками: законом распределения вероятностей, корреляционной функцией, спектральной плотностью мощности, дисперсией или среднеквадратическим отклонением. Часто он вырабатывает сигналы, имитирующие белый шум. Работа задающего генератора шума основана на использовании физических явлений, при которых возникают достаточно интенсивные шумы со статистическими характеристиками, поддающимися расчету. Первичные источники шума весьма многочисленны и разнообразны. Рассмотрим основные типы.

Полупроводниковые шумовые диоды выполняют функции генератора шумовых сигналов вследствие флуктуаций тока. Они возникают главным образом из-за дискретности заряда носителей (электронов и дырок) и прерывности эмис-

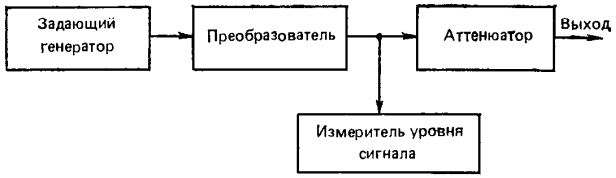


Рис. 11.18

сии носителей, т. е. случайности их возникновения и уничтожения. Первая причина порождает дробовой шум, а вторая — полупроводниковый. Последний преобладает на низких частотах и при частоте свыше 1000 Гц уменьшается настолько, что практически незаметен по сравнению с дробовым шумом.

Эффективными первичными источниками шума являются лавинно-пролетные диоды, позволяющие получать относительно высокие мощности шума. Получили распространение также стабилизаторы или опорные диоды в режиме лавинного пробоя (в зарубежной литературе их называют диодами Зенера).

Применяются в качестве первичных источников шума и туннельные диоды. В противоположность лавинному туннельный диод характеризуется небольшой мощностью шума, но обладает тем достоинством, что ее несложно рассчитать. Это позволяет использовать такой диод в качестве калиброванного источника шума.

К достоинствам полупроводниковых шумовых диодов следует отнести отсутствие накала, малое потребление тока, миниатюрные габариты, малую массу. Основной недостаток — значительный разброс шумовых характеристик, что заставляет подбирать диоды и осложняет задачу взаимозаменяемости.

Вакуумные шумовые диоды, работающие в режиме насыщения, обладают шумовыми свойствами, основанными на явлении дробового эффекта — неравномерного во времени вылета электронов с поверхности накаленного катода.

Известно, что если диод имеет катод из чистого металла и угол пролета электронов достаточно мал, то средний квадрат шумовой составляющей анодного тока диода является функцией тока насыщения I_s: $i^2=2eI_s\Delta f$, где e — заряд электрона.

Регулировать среднюю мощность шума можно изменением тока накала диода.

Шумовой диод может служить широкополосным источником шума в диапазоне от нескольких сотен герц до 300 ... 400 МГц. В диапазоне СВЧ применяют специальные диоды, выполненные по форме отрезка коаксиальной линии: катод является внутренним проводником, а анод — внешним. Диод помещается в волноводе. Дробовой шум, создаваемый в пространстве катод — анод, распространяется вдоль отрезка линии. Шумовое электромагнитное поле, излучаемое выступающими концами катода, возбуждает колебания в волноводе.

Нагретый проволочный резистор — источник теплового шума, среднеквадратическое значение напряжения которого рассчитывается по известной формуле Найквиста: $U^2=4kTR\Delta f$, где k — постоянная Больцмана, равна $1{,}38\times10^{-23}$ Вт/(Гц °С); T — абсолютная температура в Кельвинах; R — сопротивление резистора при $T=290°$ К, Ом; Δf — полоса пропускания преобразователя или выходного устройства генератора шума, Гц.

Конструктивно резистор выполняется в виде намотанной на керамический каркас вольфрамовой спирали, температура которой поддерживается постоянной. Для источников теплового шума характерно хорошее соответствие результатов измерения данным, полученным по формуле Найквиста. Поэтому шумящие резисторы используют в качестве образцовых источников шумовых напряжений с равномерной спектральной плотностью мощности в заданной полосе частот.

Рассмотренный источник шумовых сигналов характеризуется низким уровнем спектральной плотности мощности. Подобные источники применимы в сочетании с малошумящим усилителем, имеющим стабильный и точно известный коэффициент усиления, а также высокое входное сопротивление. Этим требованиям хорошо удовлетворяют усилители, выполняемые на полевых транзисторах.

К источникам тепловой шумовой мощности относится и болометрический генератор. Болометр представляет собой вакуумный стеклянный баллон, внутри которого между двумя платиновыми вводами натянута вольфрамовая нить (диаметр 8 ... 20 мкм). Нить нагревается постоянным током, температура ее измеряется оптическим пирометром. Болометр чаще всего применяют в коаксиальном генераторе шума СВЧ диапазона, помещая его в разрыв внутреннего проводника коаксиальной линии.

Фотоэлектронный умножитель — прибор, шумовые свойства которого обусловлены дробовым эффектом фототока. Они выражены еще ярче, чем в диоде, вследствие многократного умножения фототока и дополнительных флуктуаций тока вторичных электронов. Средний квадрат шумового тока $\overline{i^2}=2eI_s\Delta fM^2(1+B)$, где M — коэффициент усиления фотоумножителя; B — коэффициент шума вторичной эмиссии.

Изменяя освещенность фотокатода, можно регулировать среднюю шумовую мощность (квадрат среднеквадратического значения шумового напряжения). Для этого между источниками света — лампочкой накаливания или неоновой — и фотоумножителем установлена регулируемая диафрагма. Фотоэлектронный источник шума позволяет получать нормально распределенное напряжение шума, характеризуемое среднеквадратическим значением порядка десятых долей милливольта и весьма равномерной спектральной плотностью мощности (с колебаниями ±1 дБ) в полосе от 2 ... 3 Гц до 6 МГц.

Газоразрядные трубки, наполненные газом (аргоном, неоном или гелием при давлении 3 ... 30 мм рт. ст.), служат хорошими источниками шума в диапазоне СВЧ при использовании разряда в газе. Они выпускаются в коаксиальном и волноводном вариантах. Для получения волноводного генератора трубка помещается в волновод, пересекая его по осям широких стенок под небольшим углом (менее 10°) к этой стенке.

Значения разрядного тока лежат в пределах 30 ... 150 мА, и его изменение влияет на шумовую мощность. Разряд газа представляет собой широкополосный источник шума, захватывающий даже миллиметровый диапазон волн.

Достоинства подобных приборов состоят в независимости средней мощности шума от температуры колбы, очень малом ее изменении при замене одного экземпляра трубки другим, возможности простого согласования с волноводом ($K_{ст\,v}\approx1{,}05$ ... $1{,}25$).

Помимо тиратрона и трубок, наполненных инертным газом, источниками шума могут служить неоновая лампочка и газоразрядный стабилитрон.

Радиоактивные источники шума основаны на свойствах радиоактивного распада элементов. Испускание ионизирующих излучений, которое при больших периодах полураспада можно считать стационарным случайным процессом, характеризуется распределением вероятностей, близким к закону Пуассона. Среднее число распадов в единицу времени не зависит от интервала времени (если он достаточно велик) и внешних условий. Радиоактивное излучение преобразуется в импульсы напряжения посредством детекторов излучения. Поэтому параметры получаемого наприжения зависят не только от свойств применеиного радиоактивного изотопа, но и от характеристик (т. е. типа) детектора. Важной особенностью подобных первичных источников шума является генерации коротких импульсов с высокой частотой следования. Например, применяя в качестве детектора излучения сцинтилляционный счетчик, в состав которого входят сцинтиллятор (преобразователь энергии ядерных частиц в энергию излучения) и фотоумножитель (приемник излучения), можно получить высокую среднюю частоту следования шумовых импульсов (до $5 \cdot 10^7$ имп/с).

Известны и другие источники шума. Кроме описаиных элементов и приборов, в качестве источников узкополосного шума СВЧ диапазона может быть применен отражательный клистрон (в режиме отсутствия колебаний отражатель соединяется с резонатором). Встречаются также электромеханические и акустические источники шума.

Преобразователи. В генераторах шумовых сигналов преобразователями служат усилители, нелинейные устройства, гетеродинные переносчики спектра, фильтры.

Усилители должны иметь широкую полосу пропускания и усиливать без ограничения сигналы с большим отношением пикового значения напряжения к среднеквадратическому, т. е. иметь амплитудную характеристику, линейную в широких пределах.

С помощью устройств, обладающих нелинейными амплитудными характеристиками, решают три задачи: преобразования первичного шума в сигнал с заданным распределением вероятностей, переноса спектра шумового сигнала в низкочастотную область, стабилизации мощности шума. При решении первой задачи исходят из того, что закон распределения вероятностей первичного шумового сигнала известен. Тогда преобразование первичного шума в сигнал с заданным распределением вероятностей представляет задачу, обратную известной в теории вероятностей задаче нахождения закона распределения функции случайной величины с известным законом распределения аргумента.

С помощью нелинейных преобразований из первичных шумовых сигналов получают случайные сигналы с заданными корреляционными функциями.

Перенос спектра шумового сигнала в область низких частот с помощью нелинейных преобразователей основан на следующем. В результате нелинейного преобразования, например ограничения, первичного шумового сигнала изменяется его спектральный состав. Появляется несколько спектральных полос, и в частности полоса в области нулевых частот. Последняя является следствием биений между близкими по частоте составляющими спектра шума, смешиваемыми в нелинейном элементе — ограничителе.

Стабилизация мощности шума представляет собой довольно сложную задачу. При ее решении необходимо считаться с тем, что нелинейные преобразователи могут заметно изменить характер распределения вероятностей первичного шума. Поэтому после стабилизатора приходится включать дополнительные узлы, «восстанавливающие» закон распределения. Например, сигнал, получающийся после ограничения нормально распределенного шумового напряжения, попускают через нормализующий полосовой фильтр с полосой пропускания, существенно более узкой, чем ширина спектра сигнала на входе фильтра.

Гетеродинные переносчики спектра, как и преобразователи частоты приемников, состоят из гетеродина и смесителя. На последний одновременно подают сигналы первичного источника шума (через полосовой фильтр) и гетеродина. Частота напряжения гетеродина $f_г$ устанавливается близкой к средней частоте f_0 полосового фильтра. В результате смешения шумовых сигналов, спектр которых ограничен полосовым фильтром, с напряжением гетеродина на выходе получаются напряжения комбинационных частот: $f_0 - f_г$, $f_0 + f_г$ и т. д. Часть составляющих спектра группируется вблизи нулевой частоты, другая часть — вблизи частоты $2f_0$. С помощью фильтра нижних частот, включаемого между смесителем и выходным устройством, выделяют низкочастотные составляющие, группирующиеся вблизи нулевой частоты. Таким способом получают шумовые сигналы в инфранизкочастотном участке спектра.

Применив в качестве преобразователя фильтр с определенной АЧХ, можно получить из генератора «белого шума» [$G_0(\omega) = \text{const}$] генератор стационарного случайного процесса со спектральной плотностью мощности $G(\omega)$, изменяющийся по заданному закону в требуемом диапазоне частот. Это следует из известного положения о том, что спектральная плотность мощности $G(\omega)$ сигнала на выходе линейного четырехполюсника равна спектральной плотности мощности $G_0(\omega)$ сигнала на входе, умноженной на квадрат модуля частотной характеристики: $G(\omega) = |K(\omega)|^2 G_0(\omega)$. Таким образом, модуль частотной характеристики фильтра определяется соотношением

$$|K(\omega)| = \sqrt{G(\omega)/G_0(\omega)}.$$

Выходное устройство. Основным элементом его служит калиброванный аттенюатор, характеризуемый строго определенными коэффициентами деления, постоянными во всей полосе шумового сигнала.

Измерители уровня сигнала. Применяются квадратичные вольтметры, измеряющие среднеквадратическое значение выходного напряжения прибора (§ 5.4), и измерители средней мощности шума (§ 8.6).

11.10. ГЕНЕРАТОРЫ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ

Все более широкое распространение получают шумовые генераторы, выполняемые на элементах цифровой техники. Они вырабатывают сигналы, имеющие спектральную характеристику, близкую к белому шуму в широкой полосе частот. Вследствие периодичности и детерминистской природы эти сигналы называют *псевдослучайными* или *псевдошумовыми*. По сравнению с генераторами, в основе которых лежат физические приборы, подобные генераторы обладают рядом достоинств. К ним относятся возможность точного определения статистических характеристик генерируемого сигнала, постоянство среднеквадратического значения напряжения (средней мощности) во времени и в широкой полосе частот, возможность точного контроля частоты, отсутствие дрейфа и т. п.

Наиболее просто получать двоичные псевдослучайные сигналы, характеризуемые тем, что они могут принимать только два возможных уровня: a и $-a$ (их соответственно обозначают 1 и 0). Сигнал генерируется в виде двоичной последовательности импульсов, причем переключения с одного уровня на другой, которые могут происходить дискретно во времени через равные интервалы Δt, выполняются псевдослучайным образом. Поэтому длительность существования уровня a или $-a$ псевдослучайна.

Последовательность повторяется через период $T = p\Delta t$, где p — число элементов в одном периоде (рис. 11.19). Например, изображенная на рис. 11.19,*в* псевдослучайная двоичная последовательность имеет период, содержащий 15 элементов.

Вследствие кусочно-постоянного характера двоичного псевдослучайного сигнала его корреляционная функция изменяется линейно в интервале дискретизации Δt. Если бы сигнал был действительно случайным, то он бы характеризовался корреляционной

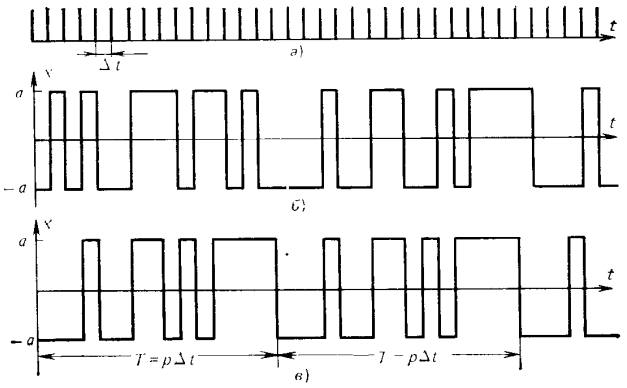


Рис. 11.19

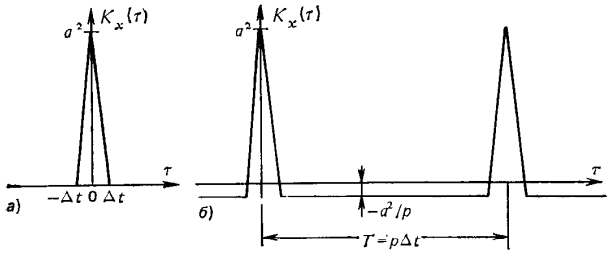


Рис. 11.20

функцией, представленной на рис. 11.20,*а* (корреляционная функция белого шума — дельта-функция). У двоичной псевдослучайной последовательности функция корреляции имеет вид, изображенный на рис. 11.20,*б*. Она отличается наличием ненулевого смещения.

Из нескольких классов двухуровневых последовательностей, свойства которых описываются корреляционной функцией, показанной на рис. 11.20,*б*, наиболее эффективны так называемые *M-последовательности*. Число элементов в одном периоде *M*-последовательности составляет $M = 2^m - 1$. Это число называют длиной последовательности.

M-последовательность формируется (генерируется) с помощью m-разрядного двоичного регистра сдвига, который охвачен обратной связью через сумматор, осуществляющий суммирование по модулю[1] 2 (способы введения обратных связей табулированы).

В качестве примера на рис. 11.21 приведен четырехразрядный сдвигающий регистр, который формирует последовательность, состоящую из $M = 2^4 - 1 = 15$ элементов в одном периоде. Регистр содержит четыре триггерных ячейки, соединенных последовательно. Их выходы на рис. 11.21 обозначены Q_1, Q_2, Q_3, Q_4. Выход Q_4 служит выходом генератора.

В триггерной ячейке могут быть зафиксированы либо 1, либо 0. Сдвигающий (тактовый) импульс, подводимый к входу С регистра, поступает на все триггеры одновременно. Если триггер i-го разряда находится в положении 0 (что означает 0 на выходе Q_i), то импульс не воздействует на него. В противоположном случае, т. е. когда триггер пребывает в состоянии 1, сдвигающий импульс перебрасывает его в положение 0, в результате чего записывается 1

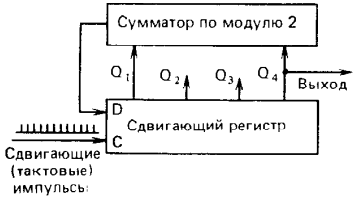


Рис. 11.21

[1] Напомним, что суммирование по модулю 2, отмечаемое знаком ⊕, заключается в том, что сумма различных символов равна единице, а сумма одинаковых символов — нулю, т. е. $1 \oplus 0 = 1$; $0 \oplus 1 = 1$; $0 \oplus 0 = 0$; $1 \oplus 1 = 0$.

в триггер $(i+1)$-го разряда. Сдвигающие импульсы подаются непрерывно с интервалом следования Δt (частотой F_c), и каждый новый импульс продвигает единицу все дальше по направлению к выходу регистра.

Когда на выходе сумматора по модулю 2 получается единица, то она поступает на вход D регистра и записывается в первую триггерную ячейку. Очередной тактовый импульс сдвигает эту единицу в следующую ячейку и т. д.

Предположим, что в начальном состоянии регистра в нем записано число 1000. Его будем считать 1-й комбинацией единиц и нулей. С приходом сдвигающего импульса это число изменится — получится 2-я комбинация и т. д., а после 15-й комбинации образуется вновь 1-я. Ниже приведены 15 комбинаций, причем в скобках указана цифра, получающаяся на выходе сумматора:

1-я	1000 (1);	6-я	1011 (0);	11-я	0011 (1);
2-я	1100 (1);	7-я	0101 (1);	12-я	1001 (0);
3-я	1110 (1);	8-я	1010 (1);	13-я	0100 (0);
4-я	1111 (0);	9-я	1101 (0);	14-я	0010 (0);
5-я	0111 (1);	10-я	0110 (0);	15-я	0001 (1).

Затем на выходе сумматора снова появляется 1-я комбинация и т. д.

Таким образом, на выходе Q_4, т. е. на выходе генератора, за один цикл (период) образуется последовательность нулей и единиц: 000111101011001.

Отметим основные свойства M-последовательности:

1. Она представляет собой двоичную псевдослучайную последовательность максимальной длины, которую можно сформировать регистром сдвига на m разрядов. При этом $M=2^m-1$.

2. Период последовательности $T=(2^m-1)\Delta t$, где $\Delta t=1/F_c$ — интервал следования сдвигающих импульсов (F_c — частота следования).

3. Количество единиц в каждом периоде составляет 2^{m-1}, а количество нулей равно $2^{m-1}-1$.

4. Корреляционная функция характеризуется графиком, аналогичным приведенному на рис. 11.20,*б*.

5. Спектр мощности линейчатый с огибающей, описываемой функцией $[(\sin\pi f\Delta t)/(\pi f\Delta t)]^2$. Расстояние по оси частот между соседними линиями составляет $\Delta f=1/M\Delta t=F_c/M$. Первый нуль огибающей расположен в точке $F_c=1/\Delta t=M\Delta f$, второй нуль — в точке $2F_c=2/\Delta t$ и т. д., причем 92% мощности сигнала заключено в полосе от 0 до F_c. Постоянная составляющая равна a^2/M.

6. Если в течение периода последовательности поэлементно сравнивать ее с циклически сдвинутой, то число совпадений (1 и 1 или 0 и 0) будет отличаться от числа несовпадений (0 и 1 или 1 и 0) не более чем на единицу.

Из характеристики спектра M-последовательности (свойство 5) несложно определить, что высота спектральных линий в полосе частот $0{,}05F_c$ практически постоянна: уменьшение мощности на частоте $0{,}05F_c$ составляет всего 0,0358 дБ. Изменение мощности на —0,1 дБ имеет место на частоте $0{,}085F_c$, а изменение ее на — 3 дБ — на частоте $0{,}45F_c$. Например, если сдвигающий регистр генератора состоит из 20 разрядов, т. е. наибольшая длина последовательности $M=2^{20}-1=1048575$, то при частоте следования сдвигающих импульсов $F_c=1$ МГц полоса «постоянной мощности» составляет 50 кГц, а расстояние между спектральными линиями равно примерно 1 Гц. Полоса, в которой мощность изменяется на 3 дБ, — до 450 кГц.

Изменение частоты следования сдвигающих импульсов F_c при $M=\text{const}$ пропорционально изменяет расстояние между спектральными линиями, но не меняет числа линий в лепестке или общей мощности сигнала. Спектральная плотность мощности (мощность, приходящаяся на единицу полосы частот) обратно пропорциональна частоте F_c.

Изменение длины последовательности, т. е. числа M, при $F_c=\text{const}$ также сопровождается изменением расстояния между спектральными линиями, но обратно пропорциональным. Соответственно изменяется число линий в лепестке. Однако общая мощность сигнала и распределение ее по лепесткам сохраняются. Следовательно, высоты спектральных линий изменяются так, что спектральная плотность мощности остается прежней.

ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ

АВТОМАТИЗАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЙ

12.1. ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ

Достижения науки и техники, огромные масштабы многих научных и технических экспериментов, разнообразие и усложнение производственных процессов, увеличение массивов информации, характеризующей исследуемые или эксплуатируемые объекты, влекут за собой возрастание роли измерительной техники и приборостроения. Для современного этапа их развития характерно все более широкое внедрение автоматизации измерений. На ее основе решаются две крупные проблемы: повышения производительности труда при измерениях, испытаниях, контроле разнообразных устройств и повышения точности измерений. Автоматизация работы средств измерений и выполнения измерительных процедур, составляющая важнейшее направление развития измерительной техники, многогранна и сложна, охватывает широкий круг вопросов. К числу решаемых при этом конкретных задач относятся:

многофункциональность средств измерений;
программное управление;
автоматическое переключение пределов измерений и полярности;
минимизация числа органов управления;
самоконтроль и автокалибровка;
дистанционное управление;
выполнение вычислительных операций и математических преобразований;
автоматическая коррекция систематических погрешностей;
проведение косвенных и совокупных измерений с отображением непосредственно результата измерений;
запоминание выборок;
статистическая обработка результатов наблюдений;
автоматическая регистрация;
выдача результатов измерений в цифровом коде — возможность ввода в ЭВМ;
ослабление действия влияющих величин;
повышение общей и метрологической надежности;
выдача сигнальной информации о выходе измеряемого значения за допускаемые пределы;
защита от перегрузок;
возможность организации совокупности средств измерений в автоматическую измерительную систему;
построение систем автоматического сбора данных от многих источников с обработкой и анализом параметров;
автоматизация поверочной процедуры.

Решение задач автоматизации измерений на качественно новой основе стало возможным вследствие применения в средствах измерения микропроцессорных систем, микроконтроллеров и микро-ЭВМ. В общем плане это изложено в гл. 2, а в последующих главах освещены приборы с встроенными микропроцессорами, представляющие собой автоматические измерительные (как правило, многофункциональные) приборы. В настоящей главе основное внимание уделено возможностям организации средств измерения в автоматическую измерительную систему, принципам построения подобных систем или измерительно-вычислительных комплексов, рассмотрению полностью программируемых приборов, построенных на основе системного подхода. Такие приборы могут работать и автономно, и в составе измерительной системы.

12.2. АГРЕГАТНЫЙ ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

При проведении разнообразных исследований, управлении сложными объектами или производственными процессами из различных устройств или многочисленных сечений одного объекта поступает очень большой объем измерительной информации, причем нередко за весьма ограниченное время. Поэтому все шире применяют комплексные измерительные автоматические системы, получившие название измерительных информационных систем.

Под *измерительной информационной системой* понимают совокупность функционально объединенных измерительных, вычислительных и других вспомогательных технических средств для получения измерительной информации, ее преобразования и обработки с целью представления пользователю в требуемом виде, либо автоматического осуществления логических функций контроля, диагностики, идентификации. В зависимости от выполняемых функций измерительные информационные системы делят на измерительные системы, системы автоматического контроля, системы технической диагностики и системы распознавания образов (идентификации).

Наиболее рациональный принцип построения измерительных автоматических систем — принцип агрегатирования [71]. Его сущность заключается в том, что система выполняется как агрегат, состоящий из независимых функциональных блоков — модулей. Каждый блок (модуль) имеет конструктивную законченность. В качестве примеров функциональных блоков можно назвать АЦП и ЦАП, цифровой вольтметр, цифровой частотомер, измерительный генератор, алфавитно-цифровое печатающее устройство, таймер, дисплей, терминал и т. п.

Многообразие систем, построенных на агрегатном принципе, достигается путем использования различных сочетаний, комбинаций модулей. Предусматривается возможность наращивания структуры системы в процессе эксплуатации. Иногда модули объединяют в группы, называемые крейтами (например, в системе КАМАК). Управление работой системы осуществляют контроллеры, координирующие и контролирующие действия отдельных устройств.

При построении агрегатированных систем должны быть решены две основные задачи: совместимости и сопряжения модулей (как между собой, так и с внешними устройствами).

Для разработчика агрегатированной системы проблема совместимости модулей представляет немалые трудности. Ее успешное преодоление — залог нормального функционирования системы, возможности эффективного ее развития в процессе эксплуатации.

Применительно к измерительным информационным системам (измерительно-вычислительным комплексам) различают пять видов совместимости:

информационную — согласованность входных и выходных сигналов модулей по видам и номенклатуре, информативным параметрам, уровням. Для информационных взаимосвязей модулей применяют сигналы нескольких разновидностей: информационные, управляющие, программные, адресные, специальные;

конструктивную — согласованность конструктивных параметров, механических сопряжений модулей при совместном использовании, а также согласованность эстетических требований. При этом система или ее часть должны представлять единое целое;

энергетическую — согласованность напряжений и токов, питающих модули, линий сети переменного тока, батарейной линии и рабочй линии, связывающей модули с центральным блоком питания;

метрологическую — сопоставимость результатов измерений, рациональный выбор и нормирование метрологических характеристик модулей, а также согласование входных и выходных цепей;

эксплуатационную — согласованность характеристик модулей по надежности и стабильности, а также характеристик, определяющих влияние внешних факторов.

Преимущества принципа агрегатирования (модульности) наиболее полно проявляются, если любые модули системы можно состыковать и объединить в систему без конструктивных изменений (доработок). Для этого необходимо унифицировать сопряжение между модулями. Такое сопряжение модулей между собой и с устройствами обработки достигается посредством интерфейса.

12.3. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИНТЕРФЕЙСАХ

Появление интерфейса радикально изменило принципы построения сложных систем сбора и обработки информации, автоматизации эксперимента — измерительных информационных систем, послужило основой создания измерительно-вычислительных комплексов. Приведем минимум сведений, необходимых для понимания того, как организуются измерительные системы, какие задачи решаются интерфейсом, на каких принципах он строится, что представляет собой его схема, в чем заключаются интерфейсные функции.

В узком смысле *интерфейсом*[1] называют устройство сопряжения, в широком смысле под интерфейсом понимают совокупность механических, электрических и программных средств, позволяющих объединять модули в систему.

Известно большое число интерфейсов, разработанных в разных странах и применяемых в различных устройствах. Все множество интерфейсов в зависимости от назначения можно разделить на три типа: машинные, системно-модульные и системно-приборные.

Под *машинными* подразумевают такие интерфейсы, которые решают задачу соединения центрального процессора ЭВМ данного типа с другими ее функциональными блоками, а также подключения периферийных устройств, в том числе устройств связи с объектом. Особенности ЭВМ практически полностью определяют как электрические и конструктивные характеристики интерфейса, так и принципы его функционирования.

К *системно-модульным* относят интерфейсы, решающие задачу унификации сопряжения модулей (функциональных блоков), предназначенных для работы в системе, что определяет и их конструктивные особенности. Модули, выполненные с учетом применения подобного интерфейса, как правило, не рассчитаны на использование в качестве автономных приборов, которые могут работать отдельно, вне системы.

Системно-приборные интерфейсы объединяют в систему модули-приборы, которые могут работать автономно и для которых характерны большие функциональные возможности (измерения ряда параметров, различные режимы работы, программируемость и т. п.). Конструктивные требования к интерфейсам этого типа, как правило, касаются лишь разъемом, а логика их функционирования сложна.

Интерфейсы, предназначенные для измерительной техники, иногда сокращенно называют *измерительными,* подобно тому, как генераторы сигналов для измерений характеристик различных испытуемых объектов называют измерительными. Решая задачу сопряжения, измерительные интерфейсы обеспечивают все перечисленные виды совместимости и взаимодействие процессоров с измерительной и периферийной аппаратурой, которая также связана с устройствами сбора, накопления, регистрации и обработки информации.

Стандартные интерфейсы можно классифицировать в зависимости от схемы соединения модулей между собой и с центральным модулем (устройством обработки) системы. Различают три основных схемы соединений: каскадную, радиальную и магистральную.

Каскадная схема применима, когда общий поток информационных сигналов в каждый данный момент времени связывает между собой только один объект исследования, один источник испытательных сигналов и один измерительный прибор.

Радиальная схема характерна для случая, когда к центральному модулю (устройству обработки измерительной информации) необходимо подключить несколько модулей. При этом модули присоединяются непосредственно (без коммутатора), поскольку центральный модуль располагает достаточным числом каналов для обмена данными.

Магистральная схема используется, когда число каналов у центрального модуля меньше требуемого. Отдельные модули связывают с центральным через общую магистраль с последовательным во времени адресным обращением. При каждом обращении (опросе) к центральному модулю подключается только тот модуль, адрес которого вызывается программой.

Возможны и комбинированные схемы: каскадно-радиальная и каскадно-магистральная. Для соединения функциональных блоков или приборов между собой служат цепи, называемые линиями интерфейса. Группу линий, предназначенных для выполнения определенной функции в программно-управляемом процессе передачи данных, называют шиной.

[1] От англ. interface — сопрягать, согласовывать.

Назначение отдельных шин и линий, их перечень и взаимное расположение (топология) играют основополагающую роль при рассмотрении работы интерфейса.

12.4. СИСТЕМНО-ПРИБОРНЫЙ ЦИФРОВОЙ ИНТЕРФЕЙС МЭК [1]

Назначение. Международная электротехническая комиссия (МЭК) рекомендовала рассматриваемый далее интерфейс в качестве международного. Согласно ГОСТ 26.003—80 [22] в нашей стране принят стандартный интерфейс, соответствующий рекомендации МЭК.

Интерфейс разработан для программируемых и непрограммируемых электронных измерительных приборов. Он ориентирован на сопряжение устройств, располагаемых относительно друг друга на расстоянии до 20 м. Обеспечивает унификацию конструктивных электрических и функциональных характеристик независимо изготовленных приборов, что создает возможность сопряжения их, организации измерительной системы. Интерфейс позволяет иметь в системе приборы различной сложности, допускает прямой обмен информацией между ними, дистанционное и местное управление приборами. Описываемый интерфейс [31, 63, 98] относится к магистральным. Соединение устройств между собой осуществляется через многопроводный магистральный канал общего пользования (КОП). Его также называют интерфейсной шиной.

Структура и принцип действия интерфейса. На рис. 12.1 показана схема интерфейса. Он представляет собой 16-линейную двунаправленную пассивную систему связи, называемую магистралью, к которой можно подключить параллельно до 15 приборов

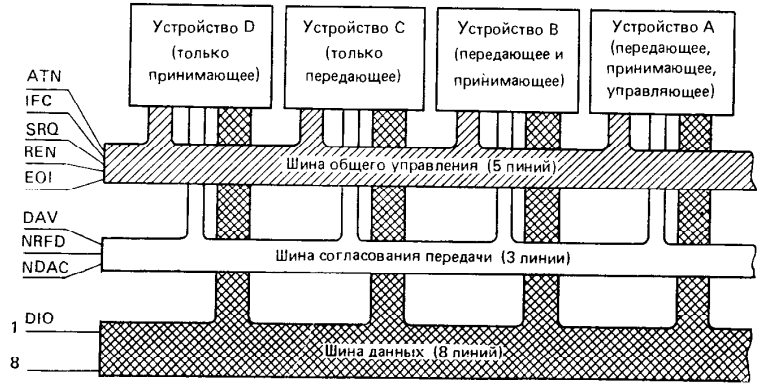


Рис. 12.1

[1] Этот интерфейс называют также интерфейсом IEEE-488 (аббревиатура слов Institue of Electrical and Electronics Engineers) или HP-IB (от Hewlett-Packard Interface Bus); встречается также название GPIB (от General Purpose Interface Bus — интерфейсная шина общего назначения).

(в том числе и контроллер). Функционально линии, образующие магистраль, группируются в три шины: данных, согласования передачи и общего управления.

Конструктивно интерфейс состоит из кабеля, разъемов и печатных плат или БИС. Кабель соединяет все устройства между собой параллельно таким образом, что данные от конкретного устройства могут передаваться либо одному, либо нескольким другим устройствам, входящим в систему. Печатные платы или БИС, с помощью которых производится обмен информацией, называются интерфейсными картами (ИКАР).

Рассмотрим состав и назначение каждой из трех шин. *Шина данных* (Data bus) состоит из восьми линий, обозначаемых DIO (Data input/output) с соответствующим номером линии, например DIO3, или ЛД (линия данных) — соответственно ЛД3. По этим линиям осуществляется обмен информацией бит-параллельным, байт-последовательным способом. Иначе говоря, по восьми линиям передаются данные в форме параллельных битов (рис. 12.2,*а*) и последовательных байтов (рис. 12.2,*б*). Шина данных служит для передачи (приема) основных данных — результатов измерений, адресных, программных, управляющих данных и данных состояний.

Обмен информацией может происходить между передающими («говорящими») приборами, принимающими («слушающими») приборами или между контроллером и подчиненными приборами. По характеру взаимодействия модулей с шиной стандарт разделяет их на четыре группы: устройство-контроллер, устройство передающее и принимающее, устройство только передающее, устройство только принимающее (рис. 12.1).

Каждое устройство, имеющееся в составе системы (измерительный прибор, контроллер, вспомогательный модуль), должно выполнять, по крайней мере, одну из функций: быть «говорящим», «слушающим» или управляющим. Данные от «говорящего» устройства передаются через шину к другим устройствам, например к «слушающему», принимающему информацию «говорящего». Некоторые устройства могут выполнять обе функции как, например, программируемый мультиметр, который принимает управляющие команды как «слушающий» прибор и передает результаты измерений — данные как «говорящий».

Особенность интерфейсной шины такова, что одновременно могут работать несколько «слушающих» приборов, но только один «говорящий».

Назначение управляющего устройства—контроллера— организация взаимодействия модулей системы. Команды контроллера «указывают» адрес модуля, какой модуль должен передавать дан-

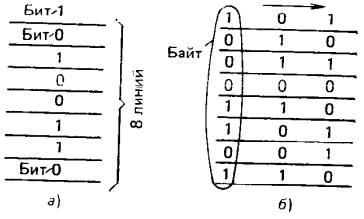


Рис. 12.2

ные, а какой — принимать, а также характер и последовательность выполнения других операций. Вычислительный контроллер, который строится на основе микропроцессора, выполняет следующие функции: определяет программу измерений, задает согласно ей виды измерений определенным приборам, управляет процедурой измерений, интерпретирует их результаты. В составе измерительной системы, объединяемой интерфейсом, может быть устройство, способное и «говорить», и «слушать» и управлять. Таким устройством является микро-ЭВМ.

Итак, линии D10 (1 ... 8) или ЛД (1 ... 8) — линии ввода — вывода данных, образующие шину данных, служат для передачи информации, представляющей собой цифровые данные, адреса модулей и многолинейные универсальные команды.

Шина согласования передачи (Data byte transfer control bus), которую иначе называют шиной синхронизации, объединяет три линии (рис. 12.1), обозначаемых DAV (Data valid) или СД (сопровождения данных), NRFD (Not ready bor data) или ГП (готов к приему) и NDAC (Not data accepted) или ДП (данные приняты). По этим линиям передаются сигналы согласования, подтверждающие соответствие состояний приборов, что необходимо для обмена информацией, т. е. управления передачей каждого байта информации по шине данных от контроллера или «говорящего» прибора к одному или нескольким «слушающим» приборам. Эти сигналы иногда называют *квитирующими* (от слова квитанция).

Важной характеристикой интерфейса является вид обмена данными между модулями: синхронный или асинхронный. Первый вид позволяет получить высокую скорость обмена, если все модули, объединяемые интерфейсом, имеют примерно одинаковое быстродействие (это условие редко выполнимо). Интерфейс МЭК рассчитан на асинхронный обмен информацией.

Для асинхронного обмена основополагающей является процедура установления соответствия. Она предполагает управляемую передачу сигналов, подтверждающих взаимное соответствие состояний приборов, участвующих в информационном объеме (метод квитирования). Возможны два варианта организации указанной процедуры. Сущность первого заключается в следующем: когда завершена подготовка данных для передачи, «говорящий» прибор устанавливает *флаг* (сигнал готовности данных) и ждет готовности «слушающего» прибора, который должен принять эти данные. При втором варианте первоначально устанавливает флаг «слушающий» прибор, что свидетельствует о его готовности принять сообщение и ожидании готовности «говорящего» прибора к передаче. В интерфейсе МЭК принят второй вариант установления соответствия.

Названия линий, образующих *шину согласования передачи*, определяются передаваемыми по ним сигналами. Линия DAV (достоверность информации) служит для сигнала, указывающего наличие, достоверность информации на шине данных или, иначе, для установления флага только «говорящего» прибора. По линии

NRFD устанавливается флаг готовности к приему информации только «слушающего» прибора; она является общей для всех принимающих приборов. Линия NDAC (информация не приията) предназначена для передачи сигнала-квитанции «слушающих» приборов: наличие низкого уровня напряжения на ней свидетельствует, что самый медленно действующий из «слушающих» приборов еще не принял информацию.

Шина общего управления (General interface menagement bus attention) состоит из пяти линий (рис. 12.1). По ним передаются управляющие сигналы, которые циркулируют между контроллером и другими приборами, подключенными к интерфейсу. Кратко охарактеризуем функцию каждой линии.

Линия, обозначаемая ATN (Attention — внимание) или УП (управление), отведена для команды, посылаемой контроллером. Наличие этой команды (низкий уровень напряжения на линии) определяет, что все остальные устройства переходят в режим ожидания и только контроллер является «говорящим» прибором. При этом по шине данных передаются адреса или универсальные многолинейные команды. Когда на линии устанавливается высокий уровень напряжения, то «говорят» или «слушают» те приборы, адреса которых были переданы за время противоположного состояния линии.

По линии, обозначаемой IFC (Interface clear — очистка интерфейса) или ОИ (очистить интерфейс), передается сигнал контроллера, приводящий схему интерфейса и все приборы в начальное состояние. Эта команда, используемая при запуске интерфейса и устанавливающая низкий уровень напряжения в линии, прекращает передачи информации по шине данных.

Линия, обозначаемая SRQ (Service request — запрос на обслуживание) или ЗО (запрос на обслуживание), является общей для всех приборов и переходит в состояние, характеризуемое низким уровнем напряжения, когда какой-либо из приборов, подключенных к интерфейсу, посылает в контроллер сигнал запроса на обслуживание, т. е. «требует» прерывания текущего обмена в магистрали и приоритетного обслуживания данного прибора контроллером.

Назначение линии, обозначаемой REN (Remote enable — разрешено дистанционное управление) или ДУ (дистанционное управление), — передача контроллером сигналов программного управления приборами. Когда по команде в линии устанавливается низкий уровень напряжения, приборы переключаются с «местного» управления (с лицевой панели) на дистанционное.

Линия, обозначаемая EOI (End of identify — конец обработки, конец идентификации) или КП (конец передачи), служит для посылки команды, указывающей окончание передачи сообщеиий по шине данных. Низкий уровень напряжения, устанавливающийся на линии синхронно с передачей последнего байта данных, сигнализирует о том, что данных больше нет. В случае, когда низ-

кий уровень устанавливается контроллером при параллельном опросе, то конец передачи интерпретируется как идентификация.

Интерфейсные функции. Каждому прибору, который входит в состав системы, объединенной интерфейсом, присущи три вида функций: приборные, кодирования информации и интерфейсные. Приборные функции — это вид параметров, измеряемых данным прибором, диапазон измерений, режим работы прибора и т. п. Они задаются разработчиком, который учитывает вопросы сопряжения и выбирает сигналы из номенклатуры интерфейса. Кодирование информации выполняется в соответствии с регламентированными кодами и форматами [22]. Третий вид функций рассматривается далее более подробно.

Интерфейсные функции — это совокупность типовых операций, выполняемых при обмене данными в системе, организованной интерфейсом. Каждая интерфейсная функция, осуществленная аппаратно или программно в приборе, позволяет ему принимать, передавать сообщения или выполнять определенную обработку их. Соединенные шинами приборы взаимодействуют в результате выполнения определенного набора из десяти возможных интерфейсных функций, пять из которых относятся к основным, а пять — к дополнительным. Раскроем сущность интерфейсных функций, указав их символические обозначения (в скобках — обозначения на русском языке).

Основные функции.

1. Прием данных L (П) или расширенный (от нескольких источников) прием данных LE (ПР). Эта функция позволяет прибору получить данные, переданные через интерфейс другим прибором. Такая возможность осуществляется тогда, когда контроллер или местный входной сигнал «только прием» (получаемый с передней панели) задают интерфейсную функцию приема.

2. Согласование прибора — приемника AH (СП) — функция квитированного обмена со «слушающим» прибором, гарантирующая правильный прием информации.

3. Передача информации источником T(И) или расширенная передача TE (ИР) — функция, позволяющая «говорящему» прибору передавать через интерфейс формируемые им данные другим приборам, подключенным к интерфейсу. Подобная возможность осуществима, тогда когда контроллер или местный входной сигнал «только передача» задают интерфейсную функцию передачи.

4. Согласование прибора — передатчика SH (СИ) — функция квитированного обмена с «говорящим» прибором, гарантирующая правильную передачу информации.

5. Контроллер C (К) — функция, дающая возможность прибору передавать другим приборам, подключенным к интерфейсу, адреса и универсальные команды (если в системе с интерфейсом несколько устройств имеют функцию C (К), то все они, за исключением одного, называемого действующим контроллером, должны находиться в состоянии «холостой ход контроллера»).

Дополнительные функции.

1. Запрос на обслуживание SR(З) — функция, которая позволяет прибору запрашивать у контроллера операции по обслуживанию (например, опрос).

2. Дистанционное и местное управление RL (ДМ) — функция, создающая для данного прибора возможность получать программирующую информацию либо с его лицевой панели (местное управление), либо от интерфейса (дистанционное управление).

3. Параллельный опрос PP (ОП) — функция, позволяющая прибору выдавать ответную информацию при параллельном опросе в контроллер без предварительной команды «передача информации».

4. Очистка прибора DC (СБ) — функция установки прибора в исходное состояние.

5. Запуск прибора DT (ЗП) — функция, создающая возможность контроллеру выдавать прибору команду начала работы (основной или запрограммированной).

Приведенные десять интерфейсных функций гарантируют полное и гибкое управление измерительной системой. Они позволяют приборам, входящим в систему, принимать, обрабатывать и передавать информацию. С помощью этих функций работа прибора по его прямому назначению сочетается с регламентом (протоколом) работы интерфейса.

Следует заметить, что в различных приборах операции, составляющие содержание определенной функции, могут выполняться либо полностью, либо частично, либо совсем не выполняться. Для того чтобы информировать пользователя прибора о том, в какой мере выполняется интерфейсная функция, в ее условном обозначении буквенные символы дополняют цифрами (ноль или значок Ø указывают, что функция не выполняется).

Приведем примеры детализированных обозначений.

1. Прием данных: L0 — не выполняется; L3 — выполняется полностью; L4 — выполняется не полностью (основные операции и дешифрация адреса). Аналогичные обозначения применяют и для интерфейсной функции LE.

2. Согласование прибора-приемника: AH0 — не выполняется; AH1 — выполняется полностью.

3. Передача информации источником: T0 — не выполняется; T1 — выполняются все операции, кроме дешифрации адреса; T5 — выполняется в полном объеме.

4. Согласование прибора-передатчика: SH0 — не выполняется; SH1 — выполняется полностью.

5. Контроллер: C0 — не выполняется; C1 — центральное управление системой; C2 — передача IFC; C3 — передача REN; C4 — передача SRQ; C5 — операции передачи интерфейсных сообщений, прием управления, передача управления, требование возврата управления, параллельный опрос, синхронное возобновление управления; всего возможны 28 выполнимых варианта функции C, причем варианты C1 ... C4 могут использоваться с вариантами C5 ... C28 в различных сочетаниях.

6. Запрос на обслуживание: SR0 — ие выполняется; SR1 — выполняется полностью.

7. Дистанционное и местное управление: RL0 — не выполняется; RL1 — выполияется в полном объеме; RL2 — исключена блокировка местного управления.

8. Параллельный опрос: PP0 — не выполияется; PP1 — дистанционное подключение линий DIO.

9. Очистка прибора: DC0 — ие выполияется; DC1 — выполияется в полном объеме; DC2 — выполняется без выборочного обращения.

10. Запуск прибора: DT0 — ие выполняется; DT1 — выполияется в полном сбъеме.

Характеристики интерфейса МЭК. Они довольно многочисленны. Здесь приводятся лишь основные из них:

1. Общая длина до 20 м.

2. Чнсло подключаемых модулей не более 15.

3. Общее число приемиików и источиików информации ие должно превышать 31 при однобайтовой и 961 при двухбайтовой адресации.

4. Интерфейс гарантирует:

а) работу модулей на расстоянии до 20 м при максимальной скорости передачи 250 000 байт/с с эквивалеитиой стандартной иагрузкой через каждые 2 м и использовании возбудителя с открытым коллектором;

б) работу модулей на расстояиии до 20 м при максимальной скорости передачи 500 000 байт/с, со стандартиой нагрузкой через каждые 2 м и использовании возбудителя на три состояния;

в) работу модулей при максимальиой скорости 1 000 000 байт/с при использованни возбудителя на три состояния; максимальное расстояиие между двумя соседиими модулями 1 м.

Входной ток во всех случаях не менее 48 мА.

Для достиженя максимальных скоростей обмена сообщениями необходимо использовать в модуле буферный накопитель байтов сообщений.

5. Высокому уровню напряжеиня в лнии соответствует напряжение, равное или большее 2 В, а низкому — равное или меньшее 0,8 В.

6. Минимальная и максимальная продолжительности перехода от одной интерфейсной функции к другой регламентированы для конкретных интерфейсных функций. Например: минимальная продолжительность процесса установления для многоканальных сообщенй не менее 2 мкс (интерфейсная функция SH); минимальиая продолжнтельность выполнеиия параллельного опроса не меиее 2 мкс (интерфейсиая функция C); максимальная продолжнтельность реакции на сигнал в лиии ATN ие более 200 нс (интерфейсные функции SH, AH, T, L).

7. Электрические требоваиия к разъему: иоминальное напряжение 150 В; номнналыный ток 1 А; сопротивлеиие изоляции — более 1 ГОм; рабочий диапавои частот — до 3 МГц.

8. Конструктивные требоваяия к разъему: число коитактов 24; число сочленений и расчленений (характеристика износоустойчивостн) 500; сечение монтажного провода 0,2 мм^2.

Сопряжение приборов со стандартным интерфейсом. Если при конструировании измерительного прибора с встроенным микропроцессором планируется возможность его включения в систему с интерфейсом, то необходимо проработать схему сопряжения внут-

ренних кодовых шин прибора. Ее можно построить, используя значительное число стандартных интегральных схем малой и средней степени интеграции (40 ... 50 логических схем), что усложняет разработку и удорожает прибор. Более эффективна и экономична специализированная БИС для сопряжения приборов со стандартным интерфейсом [49, 70]. Она позволяет осуществить перечисленные выше интерфейсные функции.

Контроллеры. Как уже отмечалось, работой измерительных систем, выполняемых на основе стандартного интерфейса, управляют контроллеры. Их подразделяют на ручные, специализированные и программируемые. Функции контроллеров первых двух видов сравнительно просты. Более сложные задачи решают контроллеры третьего вида, среди которых, в свою очередь, различают две разновидности: без обработки данных и с обработкой их [63].

Программируемые контроллеры, рассчитанные на обработку данных, помимо обычных функций управления выполняют также определенные логические и математические операции, необходимые для анализа данных измерений, и их обработки по выбранной программе, принятия решений, определяющих поведение отдельных приборов или измерительной системы в целом. Подобные контроллеры представляют собой, как правило, адаптивные (приспосабливающиеся) устройства. Их строят на основе микропроцессоров. Чаще всего роль программируемого контроллера с обработкой данных играет микро-ЭВМ.

Более подробные сведения о контроллерах, их характеристиках, наборе интерфейсных функций и типах контроллеров содержатся в [31, 63].

12.5. ОСОБЕННОСТИ ПРИБОРОВ СИСТЕМНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Для современных измерительных приборов, рассчитанных на применение в измерительной системе (их сокращенно называют системными приборами), характерны особенности, предусмотренные на стадии проектирования прибора.

Как отмечалось в § 12.4, каждому прибору, который может работать в системе, объединенной интерфейсом, присущи приборные и интерфейсные функции. Реализация двух групп функций сказывается и на конструктивных решениях системных приборов. В таких приборах можно выделить две части, одна из которых предназначена для выполнения приборных функций, а вторая — интерфейсных [31].

На характере приборных функций программно-управляемого системного прибора влияет необходимость взаимодействия прибора с интерфейсом. У таких приборов различают три приборные функции: формирования сигнала измерительной информации, программного управления, запроса на обслуживание.

Первая приборная функция — формирование сигнала измерительной информации, т. е. информации о значении измеряемой физической величины, — основная функция, определяемая назначе-

нием прибора. Она включает все слагаемые измерительной процедуры, выполняемой прибором: масштабные преобразования исследуемого сигнала (усиление, ослабление), воспроизведение единицы, преобразование исследуемого сигнала к виду, удобному для сравнения, операцию сравнения с единицей, фиксацию результата сравнения, отображения результата измерения, запоминания его, статистической обработки и т. п.

Вторая функция, которая присуща приборам с программным управлением, заключается в выполнении программы, хранимой в ПЗУ и частично в ОЗУ микропроцессорной системы. Системные приборы допускают дистанционное программное управление, осуществляемое через интерфейс.

Третья приборная функция — запрос на обслуживание — предполагает сообщение системе о состоянии прибора: либо о готовности к программному управлению, началу работы, передаче результатов измерений, либо о наличии повреждения, ошибочных измерениях и т. п. Эта функция взаимодействует с одноименной интерфейсной функцией (SR).

Другая часть системного прибора, предназначенная для выполнения интерфейсных функций, содержит узлы сопряжения приборных и интерфейсных функций, а также узлы сопряжения с интерфейсом. На выходе прибора имеется разъем, необходимый для подключения к стандартному интерфейсу и обычно снабженный надписями, указывающими перечень выполняемых интерфейсных функций (рис. 12.3). Этот разъем чаще всего расположен на задней панели прибора (хотя встречаются приборы с разъемом на передней панели). Внутри прибора предусмотрены интерфейсные карты — ИКАР. Их структура зависит от выполняемых данным прибором интерфейсных функций. В настоящее время для построения ИКАР выпускаются специализированные БИС.

Системное назначение прибора определенным образом влияет на приборные функции. Это относится главным образом к алгоритмам преобразования информации.

Набор интерфейсных функций, выполняемых конкретным прибором, определяется задачами, которые должен решать этот прибор, и условиями его применения. Каждая из десяти интерфейсных функций осуществляется с помощью соответствующей логической схемы [31]. Конструктивно набор таких схем объединен в универсальное устройство сопряжения с магистралью. Помимо логических схем оно содержит схемы согласования уровней сигналов и дешифратор команд.

Рис. 12.3

В измерительных приборах, содержащих микропроцессорные системы, с помощью последних возможно управление интерфейсными функциями. Такое использование внутриприборной микропроцессорной системы особенно целесообразно при большом числе интерфейсных присоединений и сложности операции сопряжения. Однако организация микропроцессорного управления интерфейсом требует хорошо обоснованного выбора микропроцессора (прежде всего, по быстродействию и возможности прерывания), детального анализа функционирования интерфейса, а также рационального программирования работы микропроцессорной системы. В [63] подчеркивается, что при построении интерфейса с микропроцессором нельзя руководствоваться общими соображениями. В каждом конкретном случае следует учитывать реализуемые интерфейсные функции, характеристики применяемых приборов и микропроцессоров, элементную базу и т. п.

12.6. ПРОГРАММИРУЕМЫЕ МУЛЬТИМЕТРЫ

Чтобы «расшифровать» название «мультиметр», напомним, что мульти... (лат. multum — много) — составная часть сложных слов, указывающая на множественность. Под *мультиметром* понимают универсальный многофункциональный измерительный прибор, позволяющий измерять несколько параметров электрических сигналов и компонентов цепей электронных устройств. Наиболее часто мультиметры измеряют напряжения постоянного и переменного тока, сопротивление резистора, емкость конденсаторов, коэффициент усиления, затухание четырехполюсника, частоту и другие параметры.

Программируемые мультиметры строятся на основе микропроцессора и выполняют много функций. Но, как было показано в § 5.10, большое число функций свойственно и микропроцессорным цифровым вольтметрам. Поэтому в тех случаях, когда нахождение значений параметров с помощью мультиметра базируется на прямых измерениях напряжения с последующими вычислениями, нелегко четко провести грань, разделяющую эти два вида измерительных приборов. Нередко можно столкнуться с тем, что два прибора выполняют почти одинаковые функции, но один из них назван цифровым вольтметром, а другой — цифровым мультиметром. Отсюда понятно, что все основные положения, изложенные в § 5.10, относятся и к микропроцессорным мультиметрам.

Тем не менее, функциональные возможности цифровых мультиметров шире, чем у цифровых вольтметров. Например, в [42], где

описан программируемый мультиметр, хотя и отмечается, что он сохраняет все свойства цифровых вольтметров высокой точности, подчеркиваются дополнительные, новые возможности, создаваемые выносной клавиатурой. Она позволяет программировать работу мультиметра на языке символических обозначений, которые нанесены на клавишах. Иначе говоря, программа вводится с клавиатуры. С ее помощью пользователь мультиметра имеет возможность набирать и задавать программы, определяющие измеряемый параметр, режим измерений, запоминание результатов наблюдений, алгебраические и тригонометрические вычисления при косвенных измерениях, статистическую обработку.

Конструктивно такой мультиметр состоит из основного прибора с клавиатурой на лицевой панели (как у цифрового вольтметра) и дополнительного блока — вычислительного микроконтроллера, выполненного на основе отдельного второго микропроцессора. В составе микроконтроллера имеются внутренняя логическая плата и внешняя клавиатура (подобная применяемой в микрокалькуляторах). С ее помощью пользователь получает доступ к управляющему микропроцессору, находящемуся внутри основного прибора. Логическая плата микроконтроллера выполняет требуемую обработку данных и дополнительных инструкций по интерпретации команд, вводимых с клавиатуры. Микропроцессор либо сразу выполняет команды, либо направляет их в модуль памяти для хранения и использования впоследствии.

Система команд, набираемых на клавиатуре, включает операции вычисления алгебраических (в том числе, логарифмических) и тригонометрических функций, определяемых пользователем, а также операции, относящиеся к чисто программной процедуре: условные переходы, адресация, редактирование, вывод на дисплей и т. п.

Рассмотрим одну из типичных возможностей описываемого мультиметра. Она заключается в косвенном измерении мощности, рассеиваемой на резисторе сопротивлением R (рис. 12.4).

Программа предполагает измерение падения напряжения U на резисторе и последующее вычисление мощности по известной формуле $P=U^2/R$. При выполнении указанной программы прибор фактически представляет собой уже не вольтметр, а измеритель мощности. Характерно то, что эта функция прибора задана программным путем. Для выполнения программы требуется всего 10 шагов (табл. 12.1).

Поясним обозначения, фигурирующие в столбце «Клавиша», и раскроем некоторые особенности шагов программы. Относящееся к шагу 01 обозначение LBL происходит от английского слова label — метка. На шаге 02 используется клавиша, отмеченная буквами RCL, представляющими собой сокращение слова recall, что в переводе означает вызов (в нашем случае — вызов из памяти). С помощью этой клавиши вызывается код режима измерений: «напряжение переменного тока с автоматическим переключением диапазона измерений». Пятизначный код, соответствующий режиму, хранится в регистре 01 специальной зоны модуля памяти. При такой форме хранения информации отпадает необходимость записи в каждой программе числа, адекватного режиму измерений, что уменьшает число шагов программы. На шаге 03, когда используется клавиша STO, вызванный код пересылается по определенному адресу на лицевую панель, которая в программном смысле рассматривается как ячейка памяти (STO — сокращение слова Storage, в переводе означающего память). После шага 03 программы прибор подготовлен к выполнению измерения заданного вида. Дальнейшие шаги связаны с получением отсчета значения напряжения, вычислением мощности и выводом результата измерения на дисплей.

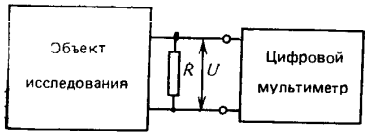


Рис. 12.4

Таблица 12.1

№ шага	Клавиша			Комментарий
01	d	LBL	01	Метки вызываемой программы
02		RCL	01	Вызов кода режима измерения из регистра 01
03		STO	66	Задание режима измерения
04	d	LBL	02	Метка обратного перехода
05	u	SAMPLE		Отсчет, В
06	d	X^2		Возведение в квадрат
07		R		Сопротивление резистора, Ом
08		÷		Деление X^2 на R
09	d	DISPX		Выдача результата на дисплей
10		GTO	02	Обратный переход на шаг 04 и повторение

Приведенную программу можно продолжить, расширив возможности прибора. Так, еще несколько шагов позволяют получить результат измерения мощности, выраженный в децибелах (по отношению к мощности 1 Вт). Для повышения точности можно построить процедуру так, чтобы прибор измерял сопротивление резистора R и запоминал это значение перед каждым измерением падения напряжения на резисторе.

Существенно заметить, что время, требуемое для набора определенной программы, затрачивается только один раз, так как ее можно записать в съемный модуль памяти программ.

Программируемые цифровые мультиметры обычно рассчитаны на подключение их к системному интерфейсу (§ 12.4). Например, в рассмотренный мультиметр устанавливается интерфейсная карта вместо платы вычислительного микроконтроллера и все функции последнего передаются контроллеру системы.

Программируемые мультиметры, играющие в системе роль и «говорящих», и «слушающих» устройств, осуществляют, как правило, все основные и дополнительные интерфейсные функции, характерные для таких приборов.

12.7. ПОЛНОСТЬЮ ПРОГРАММНО-УПРАВЛЯЕМЫЙ ОСЦИЛЛОГРАФ

Отличительные черты. Специально разработанный на основе микропроцессорной системы электронный осциллограф с программным управлением [68] отличается не только от традиционных приборов аналогичного назначения, но и от осциллографа, описанного в § 3.10. Его необычность проявляется и во внешнем виде, и во внутренней архитектуре, и в управлении.

Передняя панель прибора делится на две примерно равные части. Левая часть представляет большой прямоугольный экран ЭЛТ, в правой части расположены органы управления (один поворотный переключатель и набор клавиш), а также светодиодный дисплей.

Внутренняя архитектура осциллографа — машинная, она подобна архитектуре ЭВМ, выполняемых на основе микропроцессора. Это предопределяет цифровую форму информации, поступающей в микропроцессор как с лицевой панели — при клавишном управлении, так и через интерфейсную шину — при дистанционном управлении.

Наличие микропроцессорной системы дает возможность полностью автоматизировать работу осциллографа, проводить активный обмен информацией между пользователем и системой, в ходе которого система осуществляет прием, обработку и выдачу сообщений в реальном масштабе времени (такой режим называют диалоговым).

Структурная схема. Из приведенной на рис. 12.5 схемы видно, что специфические для каждого электронно-лучевого осциллографа узлы занимают сравнительно скромное место по сравнению с модулями микропроцессорной системы. Построенная на 16-разрядном микропроцессоре система более сложна, чем в ранее рассмотренных приборах. Это обусловлено многочисленными функциями, выполняемыми ею, и особенностями управления. Дискретные (ступенчатые) регулировки диапазонов коэффициентов отклонения и развертки производятся с помощью цифровых устройств, управляющих аттенюатором и генератором развертки. Данные, необходимые для управления, поступают из микропроцессорной системы через интерфейсы вывода. Для плавных регулировок (чувствительности канала вертикального отклонения, смещения луча, длительности развертки и т. п.) предусмотрен 14-разрядный многоканальный (16 каналов) ЦАП. Цифровые данные на его вход подаются из специального контроллера, входящего в состав микропроцессорной системы. Аналоговые напряжения, образующиеся на выходах каналов ЦАП, подводятся к предусилителю (входы *2* и *3*), оконечному усилителю канала вертикального отклонения, генератору развертки (вход *2*), схеме синхронизации (вход *3*), усилителю сигналов подсвета (вход *3*) и т. п. Отображение буквенно-цифровой информации о результатах измерений, единицах измерений, выполняемых операциях и т. п. достигается с помощью генератора символов (управляемого микропроцессором), сигналы которого поступают на вход *4* предусилителя.

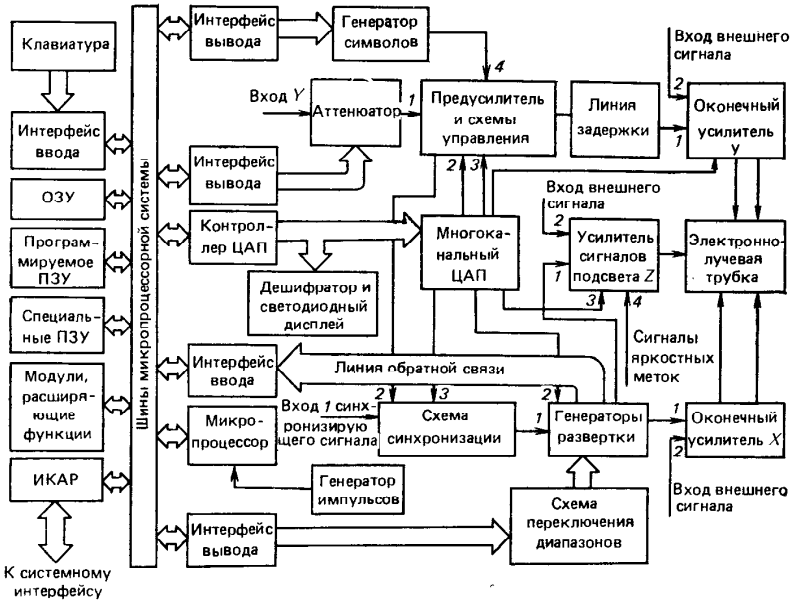


Рис. 12.5

Характерной особенностью рассматриваемой схемы является линия обратной связи, соединяющая генератор развертки со специальным интерфейсом ввода микропроцессорной системы. По этой линии микропроцессор получает информацию об обнаружении входного сигнала (подробное пояснение приводится в разделе, освещающем режим автоматического осциллографирования).

Программное управление радикально упростило для пользователя процедуру калибровки и настройки осциллографа. Они, несомненно, заслуживают внимания, так как, не представляя их, трудно понять механизм управления в режиме автоматического осциллографирования. Говоря о калибровке, имеют в виду предварительную калибровку, а под настройкой понимают подстройку, выполняемую в процессе осциллографирования.

Предварительная калибровка. Для ее осуществления нет необходимости снимать кожух осциллографа и подключать измерительные приборы к определенным точкам схемы. Все операции выполняются нажатием клавиш, расположенных на лицевой панели.

Согласно программе микропроцессор вычисляет калибровочные коэффициенты и полученные данные передаются в ОЗУ. В памяти

хранятся инструкции по проведению калибровки, которые с помощью генератора символов последовательно, шаг за шагом, отображаются на экране осциллографа. Следуя этим инструкциям, пользователь прибора вращением ручки поворотного переключателя, находящейся на передней панели, добивается того, чтобы изображение калибровочного сигнала (внутреннего или поступающего от внешнего источника) заняло определенное положение на экране. После этого пользователь нажимает клавишу, в программу вводится соответствующая информация и фиксируются данные о калибровочной точке. Затем процедура многократно повторяется. Когда в память будут записаны данные о достаточном числе калибровочных точек, микропроцессор вычисляет калибровочные коэффициенты (относящиеся к конкретному виду калибровки), которые записываются в энергонезависимое ОЗУ.

Каждой функции органов управления, расположенных на передней панели прибора, соответствует определенная совокупность переменных, помещаемая в отведенную для нее область энергонезависимого ОЗУ. Числовые значения этих переменных определяют входные сигналы буферных регистров и многоканального ЦАП (рис. 12.6).

Настройка в процессе осциллографирования. Эта процедура проводится автоматически либо после нажатия пользователем клавиши вызова, либо после поступления соответствующего сигнала из контроллера системного интерфейса в случае подключения к нему осциллографа. Управление осуществляет содержащийся внутри осциллографа микропроцессор, который «руководствуется» данными, хранимыми в ОЗУ.

В качестве примера рассмотрим подстройки, выполняемые в канале вертикального отклонения. Для этого воспользуемся рис. 12.6, где штриховой линией очерчена область ОЗУ, в которой помещена информация о состоянии канала.

Трехзначное число (например, *abc*), характеризующее состояние канала, указывает требуемый коэффициент отклонения канала, а цифра (например — 3) обозначает условный номер диапазона, к которому относится этот коэффициент отклонения.

В самом начале процедуры настройки микропроцессор извлекает из ОЗУ «номер диапазона» и, автоматически заметив коэффициент деления, установленный на зонде осциллографа (если зонд используется), проводит необходимые вычисления, по окончании которых выдает данные в буферный регистр данных (изменения диапазонов). Зафиксированное в регистре число задает устанавливаемые дискретные значения коэффициента передачи аттенюатора канала *Y* и коэффициента усиления предусилителя этого канала. Затем микропроцессор определяет по номеру диапазона число, которое должно быть подано на вход ЦАП, чтобы на его соответствующем выходе могло образоваться напряжение, необходимое для балансировки предусилителя. В соответствии с номером диапазона микропроцессор также считывает из ОЗУ записанные в нем во время калибровки числа (калибровочные коэффи-

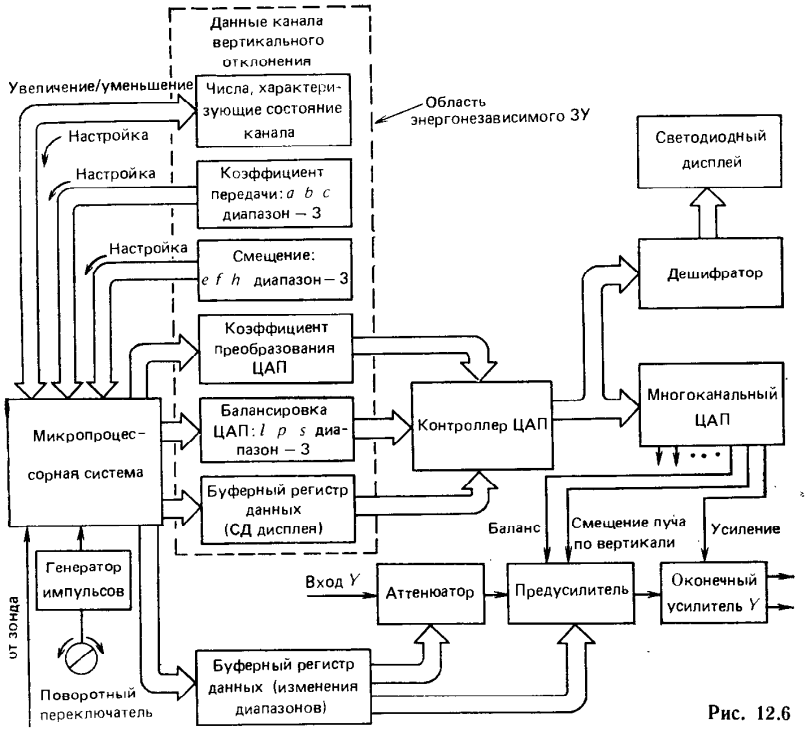


Рис. 12.6

циенты), указывающие значения коэффициента передачи канала и начального смещения соответственно. По ним микропроцессор вычисляет данные, которые требуется подвести к входу ЦАП для получения на его определенных выходах напряжений регулировки усиления и смещения луча. Все найденные числа посылаются в ОЗУ, откуда они могут быть вызваны контроллером. Он направляет их последовательно на вход ЦАП, предоставляя микропроцессору возможность решать другие задачи. На выходах каналов многоканального ЦАП последовательно появляются напряжения, подстраивающие узлы канала вертикального отклонения.

Информация о состоянии канала, принятая микропроцессором, направляется также в буферный регистр данных светодиодного (СД) дисплея. Оттуда они считываются контроллером ЦАП и передаются на дешифратор, управляющий дисплеем. При этом у пользователя появляется возможность отключить генератор символов, чтобы не дублировать отображение информации на экране ЭЛТ.

Режим автоматического осциллографирования. В этом режиме, задаваемом нажатием соответствующей клавиши, управление осу-

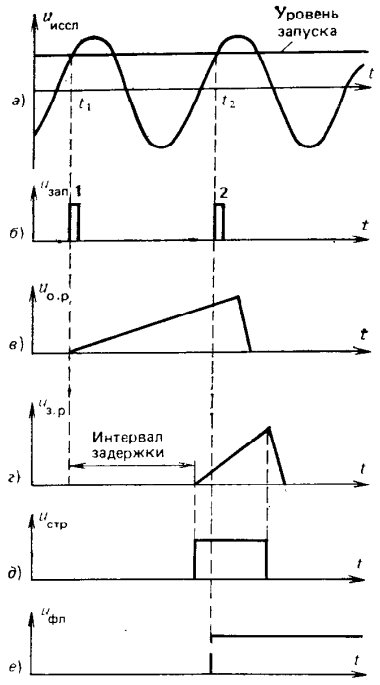


Рис. 12.7

ществляет микропроцессор. Получив по линии обратной связи сигнал, называемый флагом запуска, микропроцессор согласно хранимой программе так регулирует значения коэффициентов развертки и отклонения, чтобы осциллограмма соответствовала определенному стандарту: размер по вертикальной оси масштабной сетки составлял три деления, а по ее горизонтальной оси укладывались два периода исследуемого сигнала.

Флаг запуска формируется следующим образом (рис. 12.7). В схеме синхронизации устанавливаются заданные уровень (рис. 12.7,*а*) и скорость запуска. После поступления исследуемого сигнала из канала вертикального отклонения или внешнего синхронизирующего сигнала в этой схеме в момент t_1 (рис. 12.7,*а*) формируется импульс *1* (рис. 12.7,*б*). Он запускает генератор основной развертки, вырабатывающий пилообразное напряжение основной развертки (рис. 12.7,*в*), а также генератор задержки, который по истечении установленного интервала задержки запускает генератор задержанной развертки (рис. 12.7,*г*). Он, как и генератор основной развертки, выполнен по схеме интегратора. Выходное пилообразное напряжение генератора задержанной развертки соответствует прямоугольному стробирующему импульсу на входе интегратора (рис. 12.7,*д*).

При вторичном пересечении исследуемым сигналом уровня запуска (момент t_2 на рис. 12.7,*а*) формируется запускающий импульс *2* (рис. 12.7,*б*). Если он появляется в течение времени действия стробирующего импульса (рис. 12.7,*б* и *д*), то запускающий импульс *2* перебрасывает триггер, на выходе которого образуется высокий уровень — логическая единица. Этот уровень, служащий флагом запуска, передается из схемы развертки по линии обратной связи в микропроцессор (рис. 12.5). Последний, таким образом, получает информацию о наличии исследуемого сигнала на входе канала вертикального отклонения или внешнего сигнала на входе схемы синхронизации. Интервал времени, требуемый для того, чтобы определить, образовалась или нет логическая

единица флага запуска при конкретной совокупности условий, равен максимальному времени ожидания.

После получения микропроцессором флага запуска автоматически выполняются четыре группы операций: предварительная установка параметров, поиск по вертикали, поиск по горизонтали, окончательная установка параметров.

В процессе *предварительной установки* выбираются такие значения параметров каналов, что последние находятся в заведомо нормальном состоянии. При этом устраняются ошибки, которые мог сделать пользователь. Так, если он установил режим, который затрудняет или исключает возможность наблюдения осциллограммы (например, слишком большой интервал задержки, разделяющий моменты запуска основной и задержанной разверток), то восстанавливается нормальный режим. Более того, выбирается такое состояние каналов, при котором наиболее вероятно получение высококачественного изображения исследуемого сигнала. В частности, в схеме синхронизации устанавливается номинальное значение уровня запуска основной развертки.

Поиск по вертикали предполагает получение требуемой амплитуды сигнала в канале вертикального отклонения. Эта процедура предшествует поиску по горизонтали, так как в противном случае возможна перегрузка усилителя вертикального отклонения. Сущность поиска по вертикали заключается в установке надлежащей чувствительности канала, что достигается автоматическим выбором одного из четырех возможных значений коэффициента передачи аттенюатора, т. е. поддиапазона коэффициента отклонения, и плавной регулировкой чувствительности внутри поддиапазона.

Процедура поиска такова. Первоначально устанавливается коэффициент отклонения 1 В/дел в поддиапазоне 1 ... 10 В/дел. Формирователь импульсов запуска основной развертки подключается к тому каналу, в котором производится поиск, в данном случае к каналу вертикального отклонения. Уровень запуска первоначально устанавливается соответствующим 1,5 деления масштабной сетки. Если амплитуда исследуемого сигнала, поступающего в схему синхронизации, достаточно велика, чтобы сигнал пересекал установленный уровень запуска, и появляется импульс запуска развертки, то поиск продолжается в этом поддиапазоне. Указанный уровень запуска приемлем для сигналов синусоидальной формы и прямоугольных симметричных импульсов (меандра). Когда же исследуемый сигнал представляет собой периодическую последовательность импульсов, характеризуемую большой скважностью ($Q>2$), то проводится второй цикл поиска, при котором изменяется знак уровня запуска — устанавливается уровень, соответствующий —1,5 деления масштабной сетки.

После того как исследуемый сигнал попал в требуемый поддиапазон, фиксируется коэффициент передачи аттенюатора канала *У* и согласно программе контроллер ЦАП подает на его вход изменяющиеся данные. Соответственно изменяется напряжение на выходе того канала ЦАП, который управляет коэффициентом передачи усилителя вертикального отклонения. Так осуществляется плавная регулировка чувствительности канала вертикального отклонения. Поиск продолжается до тех пор, пока размах изображения синусоидального сигнала

(меандра и т. п.) будет равен трем делениям масштабной сетки, а при осциллографировании импульсных последовательностей размер изображения станет —1,5 деления.

Поиск по вертикали проводится также при времени ожидания 42 мс, что необходимо для обнаружения сигналов частотой 50 Гц (период 20 мс). Так как программа поиска выполняется каждый раз заново с поступлением в микропроцессор флага запуска, то очевидно, что для высокочастотных сигналов продолжительность поиска сокращается. Флаг запуска, формируемый при обнаружении сигнала в канале, записывается в ОЗУ и используется на стадии окончательной установки параметров. Запоминается и знак уровня запуска.

Поиск по горизонтали, как уже отмечалось, выполняется после получения требуемой амплитуды сигнала в результате поиска по вертикали. Согласно программе формирователь импульсов запуска основной развертки подключается к каналу вертикального отклонения, в котором уже осуществлен поиск сигнала. Уровень запуска в схеме синхронизации устанавливается в три раза меньшим амплитуды отрегулированного сигнала, а знак считывается из ОЗУ. Начинается процедура автоматического поиска требуемой скорости развертки. Эту процедуру поясняет рис. 12.8.

Из микропроцессорной системы в буферный регистр передается число, определяющее максимальную скорость развертки. Через логическую схему буферный регистр воздействует на переключатель конденсаторов генератора развертывающего напряжения и в его схеме остается включенным конденсатор минимальной емкости. Ему соответствует коэффициент развертки 10 нс/дел. Если при этом появляется флаг запуска, то ЦАП плавно подстраивает скорость развертывающего напряжения и на этом поиск по горизонтали заканчивается. Но такой случай встречается редко.

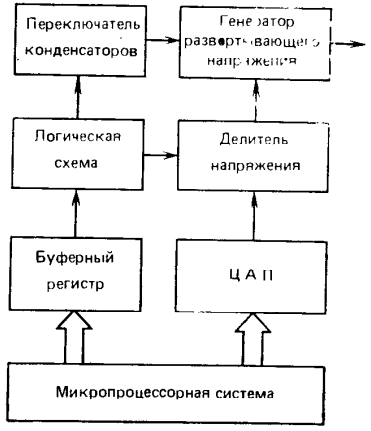


Рис. 12.8

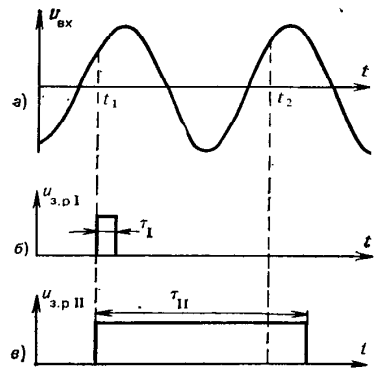


Рис. 12.9

Более вероятна ситуация, иллюстрируемая рис. 12.9, который следует рассматривать вместе с рис. 12.8. На графике, изображенном на рис. 12.9,*а*, отмечены моменты t_1 и t_2 формирования импульсов *1* и *2* запуска генератора основной развертки (см. рис. 12.7). График на рис. 12.9,*б* отображает стробирующий импульс на входе интегратора генератора задержанной развертки, соответствующий коэффициенту развертки 10 нс/дел. Длительность этого импульса $\tau_I = 110$ нс. Сопоставление рис. 12.9,*а* и *б* приводит к выводу, что при такой длительности развертки флаг запуска не образуется, так как момент t_2 формирования импульса *2* запуска генератора развертки находится за пределами длительности стробирующего импульса. Микропроцессор выдает новое число в буферный регистр, при котором переключатель конденсаторов включает в схему генератора развертки еще один конденсатор, увеличивая общую емкость настолько, что получается коэффициент развертки 100 нс/дел. Ему соответствует длительность стробирующего импульса, $\tau_{II} = 1100$ нс $= 1{,}1$ мкс (рис. 12.9,*в*). В этом случае импульс *2* запуска генератора развертки, формируемый в момент t_2, оказывается в пределах длительности стробирующего импульса (рис. 12.9,*а* и *в*), и образуется флаг запуска, поступающий в микропроцессор. Из изложенного видно, что требуемый коэффициент развертки больше 10 и меньше 100 нс/дел. Микропроцессор устанавливает поддиапазон 10 нс/дел и выдает данные в ЦАП, который, воздействуя через делитель напряжения на варикап дополнительно плавно регулирует значения коэффициента развертки в пределах от 10 до 99 нс/дел, пока снова не появится флаг запуска.

Принятая процедура позволяет быстро провести поиск высокочастотных сигналов, так как время ожидания флага запуска не превышает двух периодов исследуемого сигнала. Когда исследуется низкочастотный сигнал (например, синусоидальный частотой 50 Гц), то один за другим подключаются все новые и новые конденсаторы — общая емкость *RC*-цепи интегратора увеличивается до тех пор, пока не получится требуемая длительность развертки (42 мс).

Окончательную фиксацию параметров осциллографа микропроцессор производит на основе информации, полученной в результате поиска по горизонтали и по вертикали. Включается генератор основной развертки. Найденное значение коэффициента развертки умножается на 2 и, таким образом, осциллограмма содержит два периода исследуемого сигнала. Скорость задержанной развертки устанавливается в 10 раз выше скорости основной развертки. Тот канал (или каналы) вертикального отклонения, в котором обнаружен сигнал, остается включенным, а остальные каналы отключаются. В соответствии с информацией, поступающей из работающего канала, осуществляется смещение луча по вертикали. На шинах микропроцессорной системы получаются потенциалы, при которых гарантируется (в случае нажатия соответствующей клавиши) работа системных модулей, расширяющих выполняемые осциллографом функции (рис. 12.6).

Осциллограф в сочетании с интерфейсом. Если рассматриваемый осциллограф подключить к системному интерфейсу, то помимо программного управления, задаваемого с лицевой панели, появляются дополнительные возможности. К ним относятся: передача системному контроллеру всей информации о положениях органов управления и состоянии каналов; отображение на экране ЭЛТ текста с мерцанием и подчеркиванием, две разновидности отображения: темные буквы на светлом фоне и наоборот; блокировка выполнения команд, выдаваемых с лицевой панели, с посылкой в контроллер информации о том, какие клавиши были нажаты; создание пользователю возможности доступа к программным средствам в режиме автоматического осциллографирования.

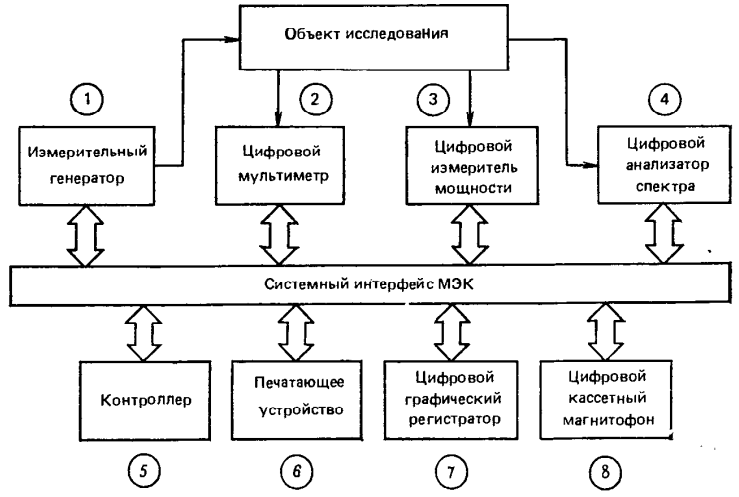
Введение микропроцессорного осциллографа в состав измерительной системы посредством интерфейса позволяет ускорить автоматические и полуавтоматические испытания различных устройств, существенно повысить производительность труда, расширить функциональные возможности осциллографа и измерительной системы.

12.8. ПРИМЕР ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ ИНТЕРФЕЙСА МЭК

Типовая информационная измерительная система содержит устройство восприятия измеряемых величин, состоящее из множества датчиков и первичных измерительных преобразователей, соединяющих измерительную информационную систему непосредственно с исследуемым объектом; приборы, выполняющие измерения электрических параметров; микропроцессорную систему, программно управляющую измерительной процедурой, осуществляющую автокалибровку, обработку измерительной информации, хранение ее и представление к виду, удобному для передачи по каналу связи; дисплеи и регистрирующие устройства. Все приборы устройства объединяются в систему с помощью интерфейса.

На рис. 12.10 изображена структурная схема сравнительно простой измерительной системы. В нее входят приборы и устройства, выполняющие различные интерфейсные функции. Они отражены в таблице, приведенной на рисунке (знак минус указывает, что данная интерфейсная функция прибору не свойственна, цифры — порядковый номер блока на схеме).

Программируемый измерительный генератор — «слушающий» прибор. От интерфейса он только принимает адрес и команды, определяющие программу его работы, но данных в интерфейс не посылает. «Слушающими» устройствами являются также печатающее устройство и цифровой графический регистратор, фиксирующие, отображающие результаты измерений. В эти устройства из интерфейсной магистрали поступают адреса, данные измерений,



Интерфейсные функции	1	2	3	4	5	6	7	8
Прием данных (L)	+	+	+	+	+	+	+	+
Согласование приемника (AH)	+	+	+	+	+	+	+	+
Передача информации (T)	–	+	+	+	+	–	–	+
Согласование передатчика (SH)	–	+	+	+	+	–	+	+
Контроллер (C)	–	–	–	–	+	–	–	–
Запрос на обслуживание (SR)	–	+	–	–	–	–	–	+
Дистанционное и местное управление (RL)	+	+	+	+	–	–	–	–
Параллельный опрос (PP)	–	+	–	–	–	–	–	–
Очистка прибора (DC)	–	+	+	+	–	–	+	+
Запуск прибора (DT)	–	+	+	+	–	–	–	–

Рис. 12.10

команды. Цифровые мультиметр, измеритель мощности, анализатор спектра — приборы и «слушающие», и «говорящие». Они получают адреса и команды из интерфейса и передают в него данные измерений напряжения, тока, сопротивлений резисторов (мультиметр), мощности (измеритель мощности), спектра, частоты и интервалов времени (анализатор спектра).

Работой системы управляет контроллер. Он может осуществлять обработку данных, полученных результатов измерений.

В начальный момент по команде IFC (очистка интерфейса), посылаемой контроллером, интерфейсные части всех приборов системы устанавливаются в исходное состояние. Следующая команда — REN — переводит приборы в режим дистанционного управления (возврат к местному управлению возможен в любой момент и выполняется по соответствующей команде контроллера или по внутренней приборной команде). Управление системой сводится главным образом к передаче адресов и команд, поступающих из контроллера (при низком уровне напряжения в линии ATN). Его основная задача — указание адресов «говорящих» и «слушающих» приборов для обмена данными между ними. После формирования конкретного адреса контроллер деблокирует шины выбранного «говорящего» прибора (установив высокий уровень напряжения в линии ATN), в результате чего создается возможность осуществления интерфейсной функции T этого прибора — передачи данных от него выбранному «слушающему» прибору. По окончании передачи данных возобновляется управляющая функция контроллера: он может формировать очередной адрес прибора и команды. Контроллер может также активно участвовать в обмене данными, выполняя роль «говорящего» прибора (передача программных данных) или «слушающего» прибора (прием данных измерений).

Интерфейс позволяет проводить параллельный или последовательный опрос абонентов системы (независимо от описанного процесса ее функционирования). Цель опроса — нарушение таких ситуаций внутри системы, которые требуют определенных действий. При последовательном опросе контроллер, получив соответствующее требование, формирует команду SRQ (выхода прибора на обслуживание) и устанавливает вид обслуживания. Подобный опрос может быть программируемым, т. е. проводиться согласно соответствующей подпрограмме контроллера, обращение к которой определяется появлением требования на обслуживание. Параллельный опрос проводится независимо от поступления заявок на обслуживание.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Алексенко А. Г., Коломбет Е. А., Стародуб Г. И.** Применение прецизионных аналоговых ИС. — М.: Сов. радио, 1980. — 224 с.
2. **Аналоговые** интегральные схемы: Пер. с англ./Под ред. **Дж.** Коннели. Пер. под ред. М. В. **Гальперина**. — М.: Мир, 1977. — **440 с.**
3. **Ахмед Н., Рао К. Р.** Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов. — М.: Связь, 1980. — 248 с.
4. **Бахтиаров Г. Д., Малинин В. В., Школин В. П.** Аналого-цифровые преобразователи. — М.: Сов. радио, 1980. — 280 с.
5. **Безикович А. Ф., Шапиро Е. З.** Измерение электрической мощности в звуковом диапазоне частот. — Л.: Энергия, 1980. — 168 с.
6. **Березенко А. И., Корягин Л. Н., Назарьян Л. Р.** Микропроцессорные комплекты повышенного быстродействия. — М.: Радио и связь, 1981. — 168 с.
7. **Берглуид Н.** Проверка кристаллов, плат и системы в целом методом сквозного сдвигового регистра. — Электроника, 1979, № 6, с. 35—39.
8. **Билинский И. Я.** Стохастическое цифровое измерение средней мощности сигналов в полосе частот 0—1 ГГц. — В кн.: Методы и средства преобразования сигналов. — Рига: Зинатне, 1976, с. 47—51.
9. **Браидт З.** Статистические методы анализа наблюдений: Пер. с англ./Под ред. В. Ф. Писаренко. — М.: Мир, 1975. — 312 с.
10. **Бурдуи Г. Д., Марков Б. Н.** Основы метрологии. — М.: Изд-во стаидартов, 1972. — 328 с.
11. **Быстродействующие** монолитные цифровые умножители. — Электроника, 1980, № 5, с. 111 и 126.
12. **Ван Эрк Т., Раух С.** Основы точного измерения сигналов переменного тока. — Электроника, 1976, № 6, с. 27—30.
13. **Веитцель Е. С.** Теория вероятностей. — М.: Физматгиз, 1962. — 564 с.
14. **Верник С. М., Кушнир Ф. В., Рудницкий В. Б.** Повышение точности измерений в технике связи. — М.: Радио и связь, 1981. — 200 с.
15. **Волгин Л. И.** Измерительные преобразователи переменного напряжения в постоянное. — М.: Сов. радио, 1977. — 240 с.
16. **Газоразрядная** индикаторная панель с комбинированными ячейками постоянного/переменного тока, позволяющими сократить число формирователей/Г. Холц, Дж. Оугл, Н. Андреадакс и др. — Электроника, 1982, № 7, с. 47—53.
17. **Гамильтон Г.** Логический анализатор, позволяющий определить количественные показатели программ при работе в реальном времени. — Электроника, 1983, № 9, с. 25—33.
18. **Гейратс В., Толлмен Д.** Осциллограф с программным управлением. — Электроника, 1980, № 6, с. 27—41.
19. **Гиббс Дж., Темпл Р.** Анализатор спектра на базе синтезатора частоты с контуром ФАПЧ. — Электроника, 1978, № 9, с. 23—33.
20. **Гивоне Д., Россер Р.** Микропроцессоры и микрокомпьютеры. Вводный курс: Пер. с англ./Под ред. В. С. Штаркмана. — М.: Мир, 1983. — 464 с.
21. **Гордои Д., Надич Г.** Локализация неисправностей в микропроцессорных системах при помощи шестнадцатеричных ключевых кодов. — Электроника, 1977, № 5, с. 23—33
22. **ГОСТ 26.003—80.** Система интерфейса для измерительных устройств с байт-последовательным, бит-параллельным обменом информацией. Требования к совместимости.
23. **Грибанов Ю. И., Мальков В. Л.** Спектральный анализ случайных процессов. — М.: Энергия, 1974. — 240 с.
24. **Гришанов А. А., Кондюкова Е. И., Редькии Б. Е.** Интегрирующие цифровые вольтметры. — М.: Энергоиздат, 1981. — 120 с.
25. **Дагостино Т., Тернер М. Р.** 100-МГц осциллограф с реализацией цифрового запоминания сигналов. — Электроиика, 1980, № 11, с. 71—80.
26. **Де-Саитис Т. Д.** Цифровой мультиметр автономного и системного назначения. — Электроника, 1980, № 24, с. 41—49.
27. **Джонсон Н., Лиои Ф.** Статистика и планирование эксперимента в технике и иауке. Методы обработки данных: Пер. с аигл./Под ред. Э. К. Лецкого. — М.: Мир, 1980. — 310 с.
28. **Елизаров А. С.** Автоматизация измерений параметров линейных иевзаимиых СВЧ четырехполюсников. — М.: Сов. радио, 1978. — 768 с.
29. **Зух Е. Л.** Недорогие уииверсальные преобразователи напряжения в частоту. — Электроника, 1975, № 10, с. 41—42.
30. **Измереиия** параметров цифровых интегральных микросхем/Д. Ю. Эйдукас, Б. В. Орлов, Л. М. Попель и др.; Под ред. Д. Ю. Эйдукаса. — М.: Радио и связь, 1982. — 386 с.

31. **Интерфейс** для программируемых приборов в системах автоматизации эксперимента/Гореликов Н. И., Домарацкий А. Н., Домарацкий С. Н. и др.; Под ред. Л. С. Ситникова. — М.: Наука, 1981. — 262 с.
32. **Каган Б. М., Сташин В. В.** Микропроцессоры в цифровых системах. — М: Энергия, 1979. — 192 с.
33. **Какимото А., Осита М.** Стабильный широкополосный преобразователь переменного напряжения в постоянное. — Приборы для научных исследований, 1982, № 4, с. 153—158.
34. **Карташов В. Г.** Основы теории дискретных сигналов и цифровых фильтров. — М.: Высшая школа, 1982 — 109 с.
35. **Кирьяиов К. Г.** К теории сигнатурного анализа. — Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника, 1980, вып. 2, с. 1—46.
36. **Кирьиов К. Г., Соловейчик Э. Б.** К проектированию РЭА, ориентированной на диагностику сигнатурным анализом. — Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника, 1980, вып. 1, с. 9—80.
37. **Клингман Э.** Проектирование микропроцессорных систем: Пер. с англ./Под ред. С. Д. Пашкеева. — М.: Мир, 1980. — 569 с.
38. **Комоницки Д.** Полное самотестирование системы — результат синтеза существующих методов. — Электроника, 1983, № 5, с. 26—35.
39. **Коффрон Дж. В.** Последовательный контроль состояний схемной платы упрощает отладку. — Электроника, 1982, № 2, с. 36—41.
40. **Лямичев И. Ф.** Устройства отображения информации с плоскими экранами. — М.: Радио и связь, 1983. — 208 с.
41. **Мартяшин А. И., Шахов Э. К., Шляндин В. М.** Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения. — М.: Энергия, 1976. — 392 с.
42. **Мейер Л.** Программируемый мультиметр. — Электроника, 1980, № 8, с. 26—35.
43. **Микрокомпьютерные** медицинские системы. Проектирование и применения: Пер. с англ./Под ред. У. Томпкинса и Дж. Уэостера. Пер. под ред. Е. А. Умрюхина. — М.: Мир, 1983. — 541 с.
44. **Микропроцессорный** измеритель средней мощности случайного процесса/ Г. Я. Мирскнй, Я. А. Рахлин, С. У. Климович и др. Статистические измерения и применение микромашинных средств в измерениях: Тезисы докладов II Всесоюз. симп. Секция II. — Л.: ВНИИЭП, 1984, с. 3—7.
45. **Микро-ЭВМ:** Пер. с англ./Под ред. А. Диркссна. Пер. под ред. В. В. Сташина. — М.: Эиергоиздат, 1982. — 328 с.
46. **Мирский Г. Я.** Радиоэлектронные измереиия. — 3-е изд. — М.: Энергия, 1975. — 600 с.
47. **Мирский Г. Я.** Аппаратурное определение характеристик случайных процессов. — М.: Энергия, 1972. — 456 с.
48. **Мирский Г. Я.** Характеристики стохастической взанмосвязи и их измерения. — М.: Энергоиздат, 1982. — 320 с.
49. **Мирский Г. Я.** Микропроцессоры в измерительных приборах. — М.: Радио и связь, 1984. — 176 с.
50. **Мирский Г. Я.** Измерение мощности электрических сигналов. — Измерения. Контроль. Автоматизация. 1980, № 1—2, с. 3—10.
51. **Мирский Г. Я.** Погрешности измерения корреляционных функций случайных процессов с различными распределеннями вероятностей. — Измерительная техника, 1979, № 8, с. 17—20.
52. **Мирский Г. Я.** Статистические погрешности измереиия взаимных корреляционных фуикций. — Измерительная техника, 1980, № 9, с. 23—25.
53. **Мирский Г. Я.** Сопоставление рабочей и теоретической формул статистической погрешности измерения корреляционных функций. — Статистические измерения и применение микромашинных средств в измерениях: Тезисы докл. Всесоюз. симп. Секция I. — Л.: ВНИИЭП, 1982, с. 16—22.
54. **Мирский Г. Я.** Оцеика точности измерения корреляциоиных функций. — Труды 5-го международного симпозиума по метрологии «Инсимет-80». — Братислава: Дом техники, 1980, с. 205—209.
55. **Мирский Г. Я., Климович С. У.** Измерение средней мощности сигналов в каналах ТЧ систем передачи. — Электросвязь, 1983, № 2, с. 60—62.
56. **Мирский Г. Я., Климович С. У.** Цифровой измеритель средней мощности случайных сигналов. — Измерительная техника, 1983, № 6, с. 21—22.
57. **А. с. 711579** (СССР). Цифровой дискриминатор/Г. Я. Мирский, В. Г. Воеводин, П. В. Тележинский. — Опубл. в Б. И., 1980, № 3.
58. **А. с. 785791** (СССР). Устройство для вычисления средней мощности случайных сигналов/Г. Я. Мирский, С. У. Климович. — Опубл. в Б. И., 1980, № 45.
59. **А. с. 942044** (СССР). Устройство для вычнсления средней мощности случайных сигналов/Г. Я. Мирский, С. У. Климович. — Опубл. в Б. И., 1982, № 25.
60. **А. с. 104366** (СССР). Устройство для вычисления средней мощности случайных сигналов/Г. Я. Мирский, С. У. Климович, Е. В. Кильчицкий. — Опубл. в Б. И., 1983, № 35.
61. **Мэрфи Дж.** Исключенне погрешностей времеиной развертки при осциллографических измерениях. — Электроника, 1978, № 13, с. 59—67.
62. **Найденов А. И., Новопольский В. А.** Электроиио-лучевые осциллографы. — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 232 с.
63. **Науман Г., Майлинг В., Щербина А.** Стандартные иитерфейсы для измерительной техники: Пер. с нем./Под ред. А. С. Бондаревского. — М.: Мир, 1982. — 304 с.
64. **Нейл М., Гуднер Р.** Учет требований ремонта при проектировании микропроцессорных систем. — Электроника, 1979, № 5, с. 40—49.
65. **Новик Г. Х.** О достоверности сигнатурного аиализа. — Автоматика и телемеханика, 1982, № 5, с. 157—159.
66. **Ноткин Л. Р.** Функциональные генераторы и их применение. — М.: Радио и связь, 1983. — 182 с.
67. **Орнатский П. П.** Автоматические измерения и приборы. 4-е изд. — Киев: Вища школа, 1980. — 560 с.
68. **Остген П., Уотри У., Корин М.** Осциллограф с программным управлением. — Электроника, 1981, № 5, с. 55—66.
69. **Отиес Р., Эноксон Л.** Прикладной анализ временных рядов. — М.: Мир, 1982. — 428 с.
70. **Пайпер Дж., Гросси Р.** БИС для сопряжеиия приборов со стандартным интерфейсом. — Электроиика, 1979, № 9, с. 63—71.
71. **Певзнер Г. С., Цветков Э. И., Цодиков М. В.** Агрегатирование в электроприборостроении. — М.: Энергия, 1981. — 176 с.
72. **Пиин К.** Внутрисхемные испытания с применением сигнатурного аиализа. — Электроника, 1979, № 11, с. 64—70.
73. **Попов В. С., Исаев В. И.** Быстродействующий микропроцессорный преобразователь действующих значений переменного тока. — Измерительная техника, 1983, № 1, с. 57—59.
74. **Портативные** осциллографы/Е. К. Блюдин, З. М. Бодиар, К. В. Кравченко и др. — М.: Сов. радио, 1978. — 264 с.
75. **Прангишвили И. В.** Микропроцессоры и микро-ЭВМ. — М.: Энергия, 1979. — 232 с.
76. **Применение** цифровой обработки сигналов: Пер. с англ./Под ред. Э. Оппенгейма. Пер. под ред. А. М. Рязанцева. — М.: Мир, 1980. — 552 с.
77. **Программирование** микропроцессоров: Пер. с нем./Под ред. В. В. Сташина. — М.: Энергоиздат, 1982. — 88 с.
78. **Рабинер П., Гоулд Б.** Теория и применение цифровой обработки сигналов: Пер. с англ./Под ред. Ю. Н. Александрова. — М.: Мир, 1978. — 848 с.
79. **Ридел Р., Выдуна Д., Крумм Б.** Генератор функций со средствами формирования сигналов произвольного вида. — Электроника, 1982, № 9, с. 60—66.
80. **Родес-Бурке Р.** Применение сигнатурного анализа для ранее разработанных изделий иа основе микропроцессора. — Электроника, 1981, № 4, с. 40—49.
81. **Сазонов А. А., Дубовой Н. Д., Поротов В. И.** Пути совершенствования измерителей мощности СВЧ. — Зарубежная радиоэлектроника, 1981, № 3, с. 92—106.

82. **Сапанкевич В., Стеббинс Е., Леви Дж.** Инструментальный компьютер, упрощающий анализ аналоговых сигналов. — Электроника, 1981, № 19, с. 27—38.
83. **Саямов Э. А.** Средства воспроизведения и отображения информации. — Высшая школа, 1982. — 335 с.
84. **Сизмур М., Бруэртон Д.** Измеритель уровня высокочастотных сигналов с компенсацией собственных шумов. — Электроннка, 1981, № 23, с. 56—63.
85. **Смеляков В. В.** Цифровая измерительная аппаратура инфранизких частот. — М.: Энергия, 1975. — 168 с.
86. **Смирнов П. В.** Цифровые фазометры. — Л.: Энергия, 1974. — 144 с.
87. **Смолов В. Б.** Функциональные преобразователи информации. — Л.: Энергоиздат, 1981. — 248 с.
88. **Спектор И.** Комбинированный логический анализатор. — Электроника, 1978, № 12, с. 62—68.
89. **Справочник** по нелинейным схемам: Пер. с англ./Под ред. Д. Шейнголда. Пер. под ред. В. В. Малинина. — М.: Мир, 1977. — 524 с.
90. **Страхов А. Ф.** Автоматизированные измерительные комплексы. — М.: Энергоиздат, 1982. — 126 с.
91. **Стогов Г. В., Макшанов А. В., Мусаев А. А.** Устойчивые методы обработки результатов измерений. — Зарубежная радиоэлектроника, 1982, № 9, с. 3—46.
92. **Туз Ю. М.** Структурные методы повышения точности измерительных устройств. — Киев: Вища школа, 1976. — 256 с.
93. **Тумфарт С.** Использование вероятностных принципов в новых измерительных приборах. — Электроинка, 1975, № 15, с. 32—39.
94. **Тэйлор Д. Р.** Заказная ИС для ручного мультиметра, обеспечивающая измерение частоты. — Электронника, 1982, № 9, с. 32—39.
95. **Уильямс Д.** Линейный 20-разрядный интегрирующий АЦП. — Электроинка, 1980, № 24, с. **55—62.**
96. **Фазанг П. П.** Microbit — способ самоиспытания сложиых микрокомпьютеров. — Электроника, 1983, № 5, с. 35—40.
97. **Фатеев Б. П., Кирьянов К. Г., Соловейчик Э. Б.** Методы днагностики современной радноэлектроиной аппаратуры. Сигнатурный анализ. — Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника, 1980, вып. 1, с. 1—8.
98. **Хазанов Б. И.** Интерфейсы измерительных систем. — М.: Энергия, 1979. — 120 с.
99. **Харкевич А. А.** Спектры и анализ. — М.: Физматгиз, 1962. — 236 с.
100. **Харкевич А. А.** Борьба с помехами. — М.: Наука, 1965. — 276 с.
101. **Хемминг Р. В.** Цифровые фильтры: Пер. с англ./Под ред. А. М. Трахтмана. — М.: Сов. радио, 1980. — 224 с.
102. **Хэрри Е.** Комбинация счетчика с осциллографом для точных измерений временных характеристик сигнала. — Электроника, 1978, № 2, с. 60—62.
103. **Цезиевые** атомно-лучевые реперы частоты/Г. А. Елкин, Ю. Г. Абашев, В. Н. Барышев и др. — Измерительная техника, 1983, № 5, с. 39—41.
104. **Цифровая** осциллография/Под ред. А. М. Беркутова и Е. М. Прошина. — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 231 с.
105. **Шапиро Д. Н., Паин А. А.** Основы теории синтеза частот. — М.: Радно и связь, 1981. — 264 с.
106. **Шерр С.** Электронные дисплеи: Пер. с англ./Под ред. Н. И. Богачкова. — М.: Мир, 1982. — 623 с.
107. **Шляндии В. М.** Цифровые измерительные устройства. — М.: Высшая школа, 1981. — 335 с.
108. **Элдон Дж.** 64-разрядный коррелятор — шаг вперед в области цифровой обработки сигналов. — Электроника, 1981, № 4, с. 41—49.
109. **Электронная** аппаратура: Каталог 1983/84 г. — Копенгаген: Брюль и Къер, 1983.
110. **Электрорадиоизмерения**/В. И. Винокуров, С. И. Каплин, В. П. Маланченко и др. Под ред. В. И. Винокурова. — М.: Высшая школа, 1976. — 264 с.
111. **Элиан Л. Е.** Логические анализаторы. — Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника, 1981, вып. 6, с. 1—22.
112. **Arnold M.** Aufbau und Wirkungsweise von Hi-Spectrumanalysatoren. — Funkschau, 1980, B. 52, № 22, S. 84—86.
113. **Bologlu A.** Ein neues Verfahren zur Frequenzmessung von Mikrowellensignalen unter Verwendung von Mikroprozessoren. — Nachr. Electron., 1980, B. 39, № 5, S. 149—152.
114. **Carr Joseph J.** Elements of electronic instrumentation and measurement. — Prentice-Hall Company, Reston, Virginia, 1979. — 508 p.
115. **Cooper W. D.** Electronic instrumentation and measurement techniques. — Prentice-Hall Company Reston, New Jersey, 1978. — 480 p.
116. **Feinberg P.** Spectrum analyzers adapt to diverse tasks. — Electron. Des., 1980, v. 28, № 21, p. 199—206.
117. **Gumbrecht A. J.** Priciples of interference rejection. — Solartron DVM Monograph, 1972, № 3, p. 24.
118. **Hart H.** Einführung in die Meßtechnik. — Berlin: VEB Verlag, 1979. — 432 S.
119. **Humprey J. R., Firooz K.** Signature analysis for board testing. — Radio and Electronic Engineer, 1981, v. 51, № 1, p. 37—50.
120. **Hanssel W.** Kapazitätmessung für Digitalmultimeter. — Electronik, 1980, N 21, S. 67—70.
121. **Ikeda H., Takatsuka H., Tamamoto H.** A Fully Automatic Measuring Device for Frequency Charaxteristics of Operational Amplifiers. — EEM — IIC'81: Elec. and Electron Measur. and Test Instrument. Conf. and Expo., Ottawa, 1981, Sept. 22—24. — New York, 1981, p. 172—175.
122. **Kantrowitz P., Kousouron G., Zucker L.** Electronic measurements. — New Jersey: Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, 1979. — 398 p.
123. **Köblisch W.** Rechnende Frequenzmesser mit Automatiktrigger. — Electronikpraxis, 1980, № 10, S. 16—18.
124. **Künnel C.** Probleme der electronischen Effektivwertmessung. — Radio Fernsehen Electronik, 1981, № 6, S. 393—395.
125. **Lenk J. D.** Handbook of practical Mircrocomputer Troubleshooting. Virginia: Prentice-Hall Company Reston, 1979. — 389 p.
126. **Lumia R.** A Novel Method for Signal Energy Measurement. — IEEE Trans. 1980, v. IM-29, № 3, p. 198—200.
127. **Matyaš V.** Electronické měrici pristroje. — Praha: SNTL, 1981. — 404 st.
128. **Mirsky G. Ya.** Radioelectronic measurement: — Moscow: Mir Publishers, 1978. — 504 p.
129. **Nelson R.** Storage oscilloscopes. — EDN, 1981, v. 26, № 12, p. 77—78.
130. **Smith J. E.** Measures of the Effectiveness of Fault Signature Analysis. — IEEE Trans., 1980, v. Com-29, № 6, p. 510—514.
131. **Sowinski A.** Cyfrowa technika pomiarowa. — Warszawa: WKL, 1970. — 538 s.
132. **Stocklon J. R.** Proposed quarter squares double dual-slope digital wattmeter. — Electron. Letts, 1980, v. 16, № 21, p. 819—820.
133. Tektronix Products. — U. S.: Textronix Inc., 1975. — 336 p.
134. **Warner E. M., West J. L.** Programmable automatic multimeter calibration system. — IEEE Trans., 1978, v. IM-27, № 2, p. 156—159.
135. **Williams J. A.** A few proven techniques ease sine-wave-generator design. — EDN, 1980, v. 25, № 21, p. 143—152.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Автокалибровка 200
Автоматизация измерений 403
Автоподстройка частоты фазовая 249
Агрегатирование 404
Анализ:
  логический 339
  сигиатурный 351
  — код 355
Анализаторы:
  временных диаграмм 347
  логических состояний 344
  потока цифровых данных 350
  распределения вероятностей 300
  сигнатурный 359
  спектра аналоговые 230
  — микропроцессорный БПФ 253
  — с синтезатором частоты 248
  — цифровые 244

Ваттметры:
  низкочастотных сигналов 210
  СВЧ термисторный 212
  — — микропроцессорный 218
  — — цифровой 215
  — термоэлектрический 221
Виды совместимости модулей 405
Вольтметр:
  градуировочный коэффициент 173
  зависимость показаний от формы напряжения 172
  измерительные преобразователи 156, 159
  цифровой время-импульсный 184, 205
  — с двойным интегрированием 186
  — поразрядного уравновешивания 190
  — характеристики 176
Время нарастания переходной характеристики 64
Вход прибора:
  закрытый 65
  открытый 65

Генератор:
  измерительных сигналов 369
  псевдослучайных сигналов 400
  развертки 64
Границы доверительные 24

Дисплей табличный 341

Единство измерений 17

Значение физической величины действительное 14

Измерения:
  косвенные 7
  прямые 7
  совместные 8
  совокупные 8
Измерители:
  АЧХ 321
  интервалов времени 111
  средней мощности и дисперсии 276
Импульсы счетные 111
Индикатор матричный 37
Интервал доверительный 24
Интервалы корреляции 246
Интерфейс:
  МЭК 408
  системно-приборный 406

Калибратор:
  длительности 76
  чувствительности 75
Канал вертикального отклонения:
  входное сопротивление 64
  переходная характеристика 64
  полоса пропускания 63
  структура 65
  чувствительность 63
Канал горизонтального отклонения 67
Карта интерфейсная (ИКАР) 409
Класс точности средства измерения 15
Коррелометры 289
Коэффициент гармоник 260
— доверия 23
— отклонения 63
— развертки 67, 77
Курсор 348

Метод:
  гетеродинный 133
  дискретного счета измерения интервалов времени 111
  — — — частоты 120
  интерполяционный 11
Метрология 6
Микроконтроллер 38
Микропроцессор:
  специализированный 38
  универсальный 37
  функции, выполняемые в приборах 43

Наблюдение 7

Обработка результатов наблюдений 26
Особенности измерения характеристик случайных процессов 264
Осциллографы:
  двухканальный 79
  двухлучевой 80
  запоминающий 85
  — цифровой 85
  рекомендации по выбору 100
  стробоскопический 80

  универсальный электронно-лучевой 55
  цифровой с матричным газоразрядным индикатором 97
  — — жидкокристаллическим дисплеем 99
Отсчет 11

Параметры напряжений 153
Поверка средства измерения 9
Погрешности измерений и измерительных приборов:
  абсолютная 14
  динамическая 13
  дискретности 112, 123
  дополнительная 13
  инструментальная 12
  классификации 12—14
  косвенных измерений 29
  методическая 12
  основная 12
  относительная 14
  приведенная 14
  систематическая 13, 17
  случайная 13, 20
  статическая 12
  энергетическая 12
Показание средства измерения 11
Помеха:
  нормального вида 180
  основного вида 178
Предел допускаемой погрешности 15
Преобразование Фурье:
  быстрое 253
  дискретное 226
Преобразователь:
  аналого-цифровой, классификация 183
  — — основные характеристики 182
  — — предпосылки к выбору 183
  напряжения пиковый 159
  — среднеквадратического значения 163
  — средневыпрямленного значения 169
  приемный измерительный 213
  частоты 135
Приборы микропроцессорные:
  анализатор спектра 248, 253
  ваттметр 218
  вольтметр 194
  генераторы измерительных сигналов 391
  — распределения вероятностей 302
  измеритель АЧХ четырехполюсников 323
  измеритель КСВ 334
  — параметров компонентов схем 319
  мультиметр 417
  осциллограф 88, 420
  фазометр 147
  частотомер 126
  — повышенной точности 130
  улучшение метрологических характеристик 147
Приборы системные 415
Пробник логический 349
Развертка:
  круговая 61
  линейная периодическая 58
  — ждущая 60
  синхронизация 71
  характеристики 59

Разрядность цифрового вольтметра 176

Самотестирование 365
Сигнатура 352
Синтезатор частоты 136, 249
Система измерительная информационная 405
— микропроцессорная 38
Состояние логическое 339
Средства измерений 8
  метрологические характеристики 8

Термистор 212
Тестирование 338
— статическое 339
Тест-последовательность 353

Фазометры:
  аналоговый 143
  аналого-цифровой 143
  цифровой 144
Фазовый сдвиг 106
Функции интерфейсные 412
— корреляционные 287

Частота периодического сигнала 105
  средняя 105
Частотомер 105
  широкодиапазонный 136
  электронно-счетный (цифровой) 122

Шина интерфейсная 407

Эталон единицы 9

ОГЛАВЛЕНИЕ

Стр.

Предисловие к четвертому изданию 3

Глава первая. **Общие вопросы измерений** 5

1.1. Объекты электронных измерений 5
1.2. Основные определения и терминология 6
1.3. Погрешности измерений и измерительных приборов 11
1.4. Классификация и обозначения приборов 32
1.5. Общие характеристики измерительных приборов 32
1.6. Выбор измерительного прибора 34

Глава вторая. **Применение микропроцессоров в измерительных приборах** 37

2.1. Краткие сведения о микропроцессорах и микропроцессорных системах 37
2.2. Функции, выполняемые микропроцессорами в измерительных приборах 43
2.3. Улучшение метрологических характеристик приборов 47
2.4. Условия применения микропроцессоров и факторы, его ограничивающие 51

Глава третья. **Исследование формы напряжения** 54

3.1. Общие сведения 54
3.2. Общая структурная схема электронно-лучевого осциллографа и принцип получения изображения сигнала 55
3.3. Виды осциллографических разверток 58
3.4. Основные каналы электронно-лучевого осциллографа 63
3.5. Синхронизация развертки 71
3.6. Измерение параметров исследуемых сигналов 74
3.7. Двухканальные и двухлучевые осциллографы 79
3.8. Стробоскопические осциллографы 80
3.9. Запоминающие осциллографы 85
3.10. Осциллографы, содержащие микропроцессор 88
3.11. Осциллографы с нетрадиционными устройствами отображения информации 94
3.12. Рекомендации по выбору осциллографа 100

Глава четвертая. **Измерение интервалов времени, частоты и фазовых сдвигов** 104

4.1. Общие сведения 104
4.2. Методы временных разверток 106
4.3. Измерение интервалов времени методом дискретного счета . . 111
4.4. Измерение частоты методом дискретного счета 120
4.5. Микропроцессорные цифровые частотомеры 126
4.6. Гетеродинный метод 133

Стр.

4.7. Широкодиапазонные частотомеры 135
4.8. Методы сравнения с частотой другого источника посредством осциллографа 138
4.9. Меры частоты 140
4.10. Измерение фазового сдвига методом, основанным на преобразовании в интервал времени между импульсами 142
4.11. Нулевой метод 150
4.12. Расширение частотного диапазона фазометров 151

Глава пятая. **Измерение напряжений** 152

5.1. Общие сведения 152
5.2. Параметры напряжений переменного тока 153
5.3. Структурные схемы и принцип действия аналоговых электронных вольтметров 156
5.4. Преобразователи электронных вольтметров 159
5.5. Усилители и показывающие приборы стрелочных вольтметров 169
5.6. Особенности вольтметров импульсного тока 171
5.7. Зависимость показаний вольтметра от формы напряжения . . 172
5.8. Цифровые вольтметры. Общая характеристика 176
5.9. Цифровые вольтметры с жесткой логикой 184
5.10. Программируемые цифровые вольтметры 194
5.11. Микропроцессорный время-импульсный вольтметр 205

Глава шестая. **Измерение мощности** 208

6.1. Общие сведения 208
6.2. Измерение мощности в диапазонах низких и высоких частот . . 209
6.3. Общая характеристика методов измерений и приборов диапазона СВЧ 211
6.4. Метод, основанный на измерении изменения сопротивления термосопротивления 212
6.5. Термоэлектрический метод 221
6.6. Калориметрический метод 222
6.7. Измерение импульсной мощности 223

Глава седьмая. **Измерения спектральных характеристик сигналов** 225

7.1. Общие сведения 225
7.2. Основные определения и классификация спектров 226
7.3. Аналоговые фильтровые анализаторы спектра 230
7.4. Особенности спектрального анализа случайных процессов . . . 240
7.5. Цифровые анализаторы спектра. Общая характеристика . . . 244
7.6. Цифровые анализаторы с аналоговой избирательной системой 245
7.7. Микропроцессорный анализатор, работающий по алгоритму БПФ 253
7.8. Измерение коэффициента гармоник 260

Глава восьмая. **Измерение характеристик случайных процессов** . . 263

8.1. Общие сведения 263
8.2. Особенности измерений характеристик случайных процессов . . 264
8.3. Оценки характеристик 267
8.4. Общие сведения о статистических погрешностях измерений . . 268
8.5. Измерение среднего значения 269
8.6. Измерение средней мощности и дисперсии 276
8.7. Измерение корреляционных функций 287
8.8. Анализ распределения вероятностей 299
8.9. Применение микропроцессоров в средствах измерения характеристик случайных процессов 304

Глава девятая. **Измерение параметров компонентов цепей с сосредоточенными постоянными и характеристик СВЧ трактов** 308

9.1. Общие сведения 308
9.2. Мостовые методы измерения сопротивления резистора, емкости

Стр.

конденсатора, индуктивности катушки 309
9.3. Резонансные методы измерения параметров линейных компонентов 311
9.4. Измерение параметров линейных компонентов цифровыми методами 315
9.5. Измерители амплитудно-частотных характеристик четырехполюсников 321
9.6. Измерение полных сопротивлений СВЧ элементов измерительной линией 325
9.7. Измерение полных сопротивлений рефлектометром 331

Глава десятая. **Тестирование цифровых схем и микропроцессорных систем** 338

10.1. Общие сведения 338
10.2. Логический анализ 339
10.3. Сигнатурный анализ 351
10.4. Тестеры для цифровых устройств 363
10.5. Принципы самотестирования 365

Глава одиннадцатая. **Измерительные генераторы сигналов** . . 369

11.1. Общие сведения 369
11.2. Аналоговые низкочастотные генераторы 371
11.3. Аналоговые инфранизкочастотные генераторы 375
11.4. Аналоговые высокочастотные генераторы 376
11.5. Цифровые генераторы низкочастотных и инфранизкочастотных сигналов 379
11.6. Генераторы импульсных сигналов 385
11.7. Генераторы сигналов специальной формы 388
11.8. Генераторы, программно-управляемые микропроцессорной системой 391
11.9. Генераторы шумовых сигналов 395
11.10. Генераторы псевдослучайных сигналов 400

Глава двенадцатая. **Автоматизация измерений** 403

12.1. Основные направления 403
12.2. Агрегатный принцип построения измерительных систем . . . 404
12.3. Общие сведения об интерфейсах 406
12.4. Системно-приборный цифровой интерфейс МЭК 408
12.5. Особенности приборов системного назначения 415
12.6. Программируемые мультиметры 417
12.7. Полностью программно-управляемый осциллограф 420
12.8. Пример измерительной системы на основе интерфейса МЭК . . 428

Список литературы 430
Предметный указатель 436