

В. И. ВИНОКУРОВ, С. И. КАПЛИН, И. Г. ПЕТЕЛИН

ЭЛЕКТРОРАДИО- ИЗМЕРЕНИЯ

Под ред. проф. В. И. Винокурова

ИЗДАНИЕ ВТОРОЕ, ПЕРЕРАБОТАННОЕ
И ДОПОЛНЕННОЕ

Допущено Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебного пособия
для студентов радиотехнических
специальностей вузов



МОСКВА «ВЫСШАЯ ШКОЛА» 1986

ББК 32.842

В49

УДК 621.317.7

Рецензент: кафедра метрологии и стандартизации Минского радиотехнического института (зав. кафедрой — д-р техн. наук, проф. А. С. Елизаров)

Винокуров В. И., Каплин С. И., Петелин И. Г.

В49 Электрорадиоизмерения: Учеб. пособие для радиотехнич. спец. вузов/Под ред. В. И. Винокурова. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Высш шк., 1986. — 351 с.: ил.

В пер.: 1 р. 10 к.

В книге рассмотрены современные методы и средства измерений электрических и радиотехнических величин, основные метрологические понятия, элементы теории погрешностей и др. Во 2-е издание (1-е — в 1976 г.) введен материал о приборном интерфейсе, обеспечивающем объединение измерительных приборов с ЭВМ.

В 2402020000—186 133—86
001(01)—86

ББК 32.842
6Ф2.08

ПРЕДИСЛОВИЕ

Для успешного выполнения плановых заданий на двенадцатую пятилетку в части ускорения научно-технического прогресса в нашей стране, повышения качества продукции и производительности труда особое внимание должно уделяться измерительной технике и обеспечению высокой подготовки будущих инженеров в области электро- и радиоизмерений.

Предполагается, что в результате изучения курса «Электрорадиоизмерения» студенты должны: знать методы измерения основных электротехнических и радиотехнических величин, понимать принципы построения современных измерительных схем и приборов, знать области их применения, усвоить теорию и методы расчета погрешностей, а также пути их уменьшения, приобрести навыки эксплуатации радиоизмерительных приборов основных типов (главным образом в процессе лабораторных занятий).

Материал пособия изложен с учетом физико-математической подготовки студентов (в том числе по разделу теории вероятностей), а также изучения ими курсов «Теоретические основы электротехники», «Радиотехнические цепи и сигналы».

Внедрение в измерительную технику микропроцессоров обеспечило дальнейшее развитие средств измерений, создание нового поколения программируемых измерительных приборов с повышенными метрологическими характеристиками. За последние годы заметно изменилась и роль отдельных измерительных приборов. Они все чаще становятся источниками первичных данных автоматизированных систем сбора, передачи, обработки и отображения (регистрации) измерительной информации. Последнее привело к необходимости ознакомить студентов с вопросами построения стандартных интерфейсов для измерительной техники. Учитывалось также и то, что выпускники вузов должны не только грамотно использовать или разрабатывать промышленные измерительные средства, но и создавать измерительные схемы или установки частного применения для решения конкретных производственных или научных задач.

В основу настоящего учебного пособия положены лекции, которые в течение ряда лет авторы читают в Ленинградском электротехническом институте им. В. И. Ульянова (Ленина).

Кроме авторов в работе над рукописью принимали участие: д-р техн. наук, проф. А. Г. Варжапетян (§ 13.5); д-р техн. наук,

проф. И. Ф. Шишкин (гл. 1; 2); лауреат Ленинской и Государственной премий канд. техн. наук, доц. И. Ю. Кривцов (§ 10.5); канд. техн. наук А. А. Данилин (§ 15.5; гл. 6).

Авторы благодарны коллективу кафедры «Метрология и стандартизация» Минского радиотехнического института (зав. кафедрой — д-р техн. наук, проф. А. С. Елизаров) за доброжелательную критику и рекомендации, способствовавшие улучшению содержания книги.

Авторы также признательны старшему инженеру Г. Н. Сорокиной за помощь при выполнении отдельных расчетов и оформлении рукописи. Все замечания и пожелания просим направлять по адресу: 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., 29/14, издательство «Высшая школа».

Авторы

ВВЕДЕНИЕ

Для перевода производства на преимущественно интенсивный путь развития следует добиться кардинального повышения производительности общественного труда и на этой основе ускорить темпы экономического роста. Чтобы решить эти задачи необходимы: наращивание выпуска продукции, определяющей технический прогресс в народном хозяйстве; значительное увеличение масштабов создания, освоения и внедрения в производство новой высокоэффективной техники; повышение технического уровня вычислительной техники, приборов и средств автоматизации на основе новейших достижений микроэлектроники, оптоэлектроники и лазерной техники.

С учетом достижений науки и техники предполагается ускорить внедрение автоматизированных методов и средств контроля качества и испытания продукции как составной части технологических процессов, применяя при создании новых машин, оборудования, аппаратуры и приборов модульный принцип с использованием унифицированных узлов и агрегатов.

Значение и роль измерений и измерительных приборов в развитии науки были оценены многими русскими учеными еще в XVIII в.

Первые электроизмерительные приборы в России были разработаны великим русским ученым Михаилом Васильевичем Ломоносовым и его учеником академиком Георгом Рихманом в процессе исследований атмосферного электричества.

С развитием электротехники разрабатывались новые методы измерений, создавались измерительные приборы. Большой вклад в развитие электрических измерений в России внесли Михаил Осипович Доливо-Добровольский, Борис Семенович Якоби, выдающийся физик Александр Григорьевич Столетов.

В 1883 г. Дмитрий Иванович Менделеев основал в Петербурге Главную палату мер и весов, став ее первым директором. Это он отметил: «Наука начинается там, где начинают измерять».

Начало развитию радиоизмерений положил Александр Степанович Попов, крупнейший ученый, которому человечество обязано открытием радио, положившим начало новой эры в развитии науки, техники и культуры.

В 1905 г. А. С. Попов разработал специальную дифференциальную мостовую схему для измерения малых емкостей. С помощью этого устройства проводились исследования влияния такелажа на

работу судовых антенн. Академик Михаил Васильевич Шулейкин в 1913 г. основал первую в России заводскую лабораторию по изготовлению радиотехнических измерительных приборов. Профессор Электротехнического института Алексей Алексеевич Петровский в тот же период создал первый в России учебник по телеграфным (слаботочным) измерениям.

Великая Октябрьская социалистическая революция открыла большие возможности для развития электро- и радиотехники, включая электро- и радиоизмерения. В результате успешного выполнения пятилетних планов развития народного хозяйства СССР созданы новые заводы, выпускающие современные измерительные средства.

В развитии электро- и радиоизмерений существенную роль сыграло создание электронных ламп, электронного осциллографа. С появлением транзисторов и интегральных схем повысились возможности и долговечность приборов. Огромное влияние на развитие электро- и радиоизмерений оказала вычислительная техника. Методы вычислительной техники внедряются в измерительные приборы, а вычислительные средства широко применяют для обработки и хранения измеренной информации.

Измерительная техника продолжает интенсивно развиваться в следующих направлениях: повышаются точность и быстродействие, расширяется частотный диапазон, совершенствуется конструкция радиоизмерительных приборов, для их создания используют последние достижения науки и техники; расширяется и совершенствуется применение средств вычислительной техники, особенно микропроцессоров и микро-ЭВМ; совершенствуются методы и средства автоматизации измерений, расширяется их применение при разработке измерительных приборов и средств контроля качества продукции, а также метрологическое обеспечение измерений, создаются новые эталоны единиц; расширяется номенклатура и улучшаются характеристики преобразователей, применяемых как в измерительной технике, так и в системах управления.

ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О МЕТРОЛОГИИ, ИЗМЕРЕНИЯХ И СРЕДСТВАХ ИЗМЕРЕНИЙ

§ 1.1. Измерение физических величин

Наука об измерениях, методах и средствах обеспечения их единства и способах достижения требуемой точности называется метрологией. Объектами измерений в метрологии являются физические величины. Под физической величиной понимают свойство, в качественном отношении общее для многих физических объектов (физических систем, их состояний и происходящих в них процессов), а в количественном — индивидуальное для каждого из них. Индивидуальность в количественном отношении следует понимать в том смысле, что свойство может быть для одного объекта в определенное число раз больше, чем для другого.

Измерением называется нахождение значения физической величины опытным путем с помощью специальных технических средств. Измерение — это сложная операция, состоящая в сравнении физической величины с некоторым ее значением, принятым за единицу, выполнении необходимых логических и вычислительных действий и в представлении результата измерений в числовой форме с указанием его точности. Основная цель измерений — количественная оценка значения физической величины в принятых для нее единицах.

Важнейшей задачей метрологии является обеспечение единства и необходимой точности измерений. Под единством понимают такое состояние измерений, при котором их результаты выражены в узаконенных единицах и погрешности измерений известны с заданной вероятностью. В этом случае можно сопоставлять результаты измерений, выполненных в различных местах, в разное время и с применением различных измерительных средств.

Для выполнения данных требований и производства измерений необходимо установить систему единиц физических величин и иметь специальные технические средства (средства измерений), с помощью которых можно сравнивать измеряемую и известную величины.

Единицы величин должны быть общепринятыми (единицами). В 1960 г. XI Генеральная конференция по мерам и весам приняла Международную систему единиц (СИ), которая с 1 января 1980 г. введена в нашей стране как обязательная. Наименования, обозначения и правила применения единиц СИ установлены ГОСТ 8.417—81.

§ 1.2. Средства измерений

Средством измерений называют техническое средство, используемое при измерениях и имеющее нормированные метрологические свойства. Средствами измерений являются меры, измери-

тельные преобразователи, измерительные приборы, измерительные установки и измерительные системы.

М е р а — средство измерений, предназначенное для воспроизведения физической величины заданного размера. Например, кварцевый генератор — мера частоты электрических колебаний.

Измерительный прибор — средство измерений, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем. Под измерительной информацией понимают информацию о значениях измеряемых физических величин. Сигнал измерительной информации — это сигнал, функционально связанный с измеряемой физической величиной.

Различают аналоговые и цифровые измерительные приборы. **Аналоговый прибор** — такой прибор, показания которого являются непрерывной функцией изменения измеряемой величины. **Цифровой** — это прибор, автоматически вырабатывающий дискретные сигналы измерительной информации, показания которого представлены в цифровой форме.

Важной частью измерительных приборов являются измерительные преобразователи. **Измерительным преобразователем** называют средство измерений, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, удобной для передачи, дальнейшего преобразования, обработки и (или) хранения, но не поддающейся непосредственному восприятию наблюдателем.

Сложные измерительные средства могут состоять из функционально связанных простых измерительных средств. К ним относятся измерительные установки и измерительные системы.

Измерительная установка — это совокупность функционально объединенных средств измерений (мер, измерительных приборов, измерительных преобразователей) и вспомогательных устройств, предназначенных для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для непосредственного восприятия наблюдателем. Она расположена в одном месте.

Измерительная система — совокупность средств измерений (мер, измерительных приборов, измерительных преобразователей и вспомогательных устройств), соединенных между собой каналами связи и предназначенных для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для автоматической обработки, передачи и (или) использования в автоматических системах управления. Измерительная система может состоять из нескольких измерительных установок, связанных каналами связи и обеспечивающих решение общей измерительной задачи.

Наиболее многочисленная группа средств измерений — измерительные приборы. Их классифицируют по различным признакам: назначению, принципу действия, условиям эксплуатации, конструкции, отсчетному устройству, точности и т. д. Приборы, используемые в электро- и радиотехнике, могут быть: общего назначения — широко распространенные, предназначенные для работы в различ-

ных условиях эксплуатации (науке, технике и производстве); специальные — узкого назначения, пригодные для работы только при определенных условиях эксплуатации; встроенные — входящие конструктивно в состав каких-либо устройств и аппаратов; образцовые (эталонные) — высокой точности, предназначенные для проверки и градуировки измерительных приборов более низкой точности, и др.

Средства измерений в соответствии с ГОСТ 22261—82 должны удовлетворять следующим группам требований: 1) техническим; 2) безопасности; 3) правилам приемки; 4) методам испытаний.

В первую группу входят требования к нормируемым метрологическим характеристикам; к сопротивлению входных и выходных цепей; к времени установления рабочего режима и продолжительности непрерывной работы; к надежности.

Стандарт распространяется также на вспомогательные части к средствам измерений, к которым относятся элементы измерительной цепи средств измерений, расположенные вне их корпуса.

§ 1.3. Характеристики измерений и их виды

Основными характеристиками измерений являются принцип, метод и точность.

Принцип измерений — совокупность физических явлений, на которых основаны измерения, например измерение напряжения на основе электростатического взаимодействия заряженных проводников.

Метод измерений — совокупность приемов использования принципов и средств измерений. Например, вольтметры для измерения напряжения переменного тока высокой частоты могут содержать такую последовательность операций, основанных на различных принципах: нелинейное преобразование и выделение постоянной составляющей тока, преобразование постоянного электрического тока во вращающий момент электромагнитного измерительного механизма. Каждая операция осуществляется с помощью отдельных средств измерений.

Различают два основных метода измерений: непосредственной оценки и сравнения с мерой.

1. Метод непосредственной оценки — метод измерений, при котором значение физической величины определяют непосредственно по отсчетному устройству измерительного прибора прямого действия.

2. Метод сравнения с мерой — метод измерений, при котором измеряемую величину сравнивают с величиной, воспроизводимой мерой, например измерение напряжения постоянного тока путем сравнения с э. д. с. нормального элемента.

Есть несколько разновидностей метода сравнения. К ним относятся следующие:

а) дифференциальный метод сравнения с мерой, в котором на измерительный прибор воздействует разность измеряемой и из-

вестной величин, воспроизводимых мерой, например измерение электрического сопротивления мостом с неполным его уравновешиванием;

б) нулевой — метод сравнения с мерой, в котором результирующий эффект воздействия на прибор сравнения доводят до нуля, например измерение электрического сопротивления мостом с полным его уравновешиванием;

в) метод замещения — метод сравнения с мерой, в котором измеряемую величину замещают известной величиной, воспроизводимой мерой, например измерение вносимого электрической цепью ослабления сигнала путем поочередного включения в измерительную установку исследуемой цепи и регулируемого рабочего аттенюатора.

Каждый из методов можно реализовать разными способами.

По способу получения результата различают прямые, косвенные, совокупные и совместные измерения.

Прямое измерение — такое, при котором значение физической величины находят непосредственно из опытных данных, например измерение электрического тока с помощью амперметра.

Косвенное измерение — такое, при котором искомое значение физической величины Y находят на основании известной зависимости между этой величиной и величинами X_1, X_2, \dots, X_n , подвергаемыми прямым измерениям. В результате измерения искомая величина находится путем расчета по формуле $Y = F(X_1, X_2, \dots, X_n)$. Например, при измерении мощности с помощью амперметра и вольтметра ток I и напряжение u измеряют прямым методом, а мощность P вычисляют по формуле $P = uI$. В этом примере используется два измерительных прибора; их может быть и больше.

Совокупными измерениями называют измерения нескольких одноименных величин, производимые одновременно, при которых искомые значения величин находят решением системы уравнений, получаемых при прямых измерениях различных сочетаний этих величин, например измерения, при которых значения сопротивлений отдельных резисторов набора находят по известному сопротивлению одного из них и по результатам прямых сравнений сопротивлений различных сочетаний резисторов.

Совместными измерениями называют производимые одновременно измерения двух или нескольких неоднородных величин для нахождения зависимости между ними. Например, сопротивление при температуре 20°C и температурные коэффициенты измерительного резистора находят по данным прямых измерений его сопротивления при различных температурах.

По способу выражения результатов различают абсолютные и относительные измерения.

Абсолютным называют измерение, основанное на прямых измерениях одной или нескольких основных величин и (или) использовании значений физических констант, например измерение силы тока в амперах (кратных или дольных единицах ампера).

Относительным называют измерение отношения физической величины к одноименной, играющей роль единицы, или измерение величины по отношению к одноименной величине, принимаемой за исходную, например измерение коэффициента передачи четырехполюсника на разных частотах по отношению к максимальному значению этого коэффициента на некоторой частоте.

По характеру зависимости измеряемой величины от времени измерения делятся на статические (измеряемая величина остается постоянной) и динамические (величина меняется).

Точность — это качество измерений, отражающее близость их результатов к истинному значению измеряемой величины. При этом под истинным значением физической величины понимается ее значение, которое в качественном и количественном отношении идеально отражало бы соответствующее свойство объекта.

По точности измерения делятся на три класса: а) измерения высшей точности, выполняемые при исследовании эталонов и определении фундаментальных физических констант; б) контрольно-поверочные измерения, выполняемые при государственной и ведомственной поверке средств измерений; в) технические измерения на производстве.

§ 1.4. Обеспечение единства измерений

С целью обеспечения единства измерений единицы Международной системы воспроизводятся централизованно с помощью государственных эталонов и информация об их размере передается рабочим средствам измерений. Эталоном называется средство (или комплекс средств) измерений, обеспечивающее воспроизведение и (или) хранение единицы для передачи ее размера нижестоящим по поверочной схеме средствам измерений, выполненное по особой спецификации и официально утвержденное в установленном порядке в качестве эталона. Передача размеров единиц от эталонов рабочим мерам и измерительным приборам осуществляется с помощью образцовых средств измерений.

Образцовым средством измерений называется мера, измерительный прибор или преобразователь, служащие для поверки по ним других средств измерений и утвержденные в качестве образцовых.

На схеме рис. 1.1 показана метрологическая последовательность передачи размеров единиц от первичного эталона (верхнее звено) рабочим, от рабочих эталонов — образцовым средствам измерений различных разрядов и далее рабочим мерам и измерительным приборам, т. е. рабочим средствам измерений.

Рабочими называют такие средства, которые применяются для измерений, не связанных с передачей размера единиц.

Между разрядами образцовых средств измерений существует определенная соподчиненность: образцовые средства измерений 1-го разряда поверяются, как правило, по рабочим эталонам; 2-го разряда — по образцовым средствам 1-го разряда, и т. д. Отдель-

ные рабочие меры и измерительные приборы наивысшей точности могут поверяться по рабочим эталонам; высшей точности — по образцовым мерам и измерительным приборам 1-го разряда, и т. д. Утвержденный документ, определяющий средства, методы и точность передачи размера единицы от эталона или исходного образцового средства измерений рабочим средствам измерений, называется поверочной схемой.

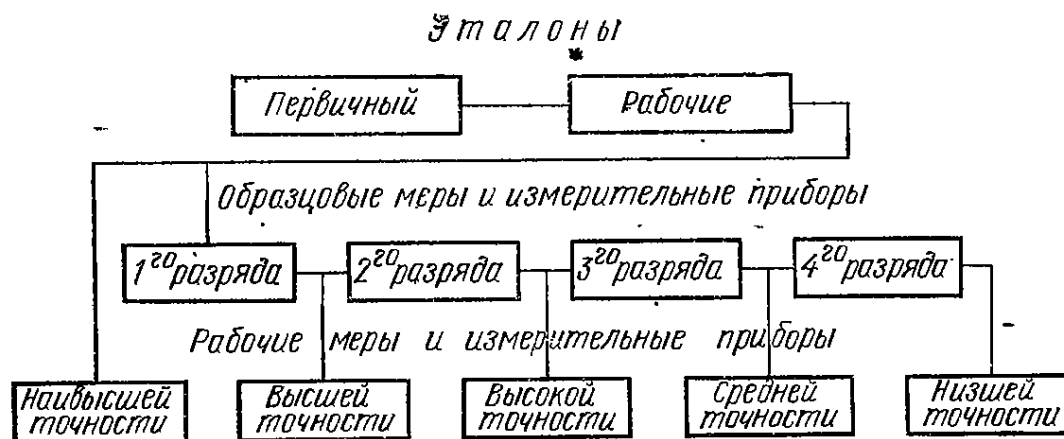


Рис. 1.1. Передача размеров единиц физических величин

§ 1.5. Особенности измерений в радиоэлектронике

Измерения в радиоэлектронике имеют ряд особенностей:

1. Большое число параметров, характеризующих работу радиоэлектронных устройств. Можно выделить две большие группы измеряемых величин: характеристики и параметры цепей, характеристики и параметры сигналов.

2. Широкий диапазон значений измеряемых величин. Практически спектр измеряемых частот неограничен: от постоянного тока до сотен и тысяч мегагерц в диапазоне миллиметровых и оптических волн. При измерении мощности сталкиваются с величинами от 10^{-17} Вт и меньше при измерении слабых сигналов до сотен и тысяч мегаватт при измерении импульсной мощности радиолокационных станций. Измерение напряжений производят от долей микровольт до десятков и сотен киловольт, например в мощных радиопередатчиках. Диапазон измерения полных (комплексных) сопротивлений: от сопротивления изоляционных материалов до активных сопротивлений в пределах 10^{-6} — 10^{-12} Ом; малые и большие затухания от 0 до 150—200 дБ.

Многообразие измеряемых величин, а также широкий диапазон, в котором могут находиться их значения, приводят к многообразию принципов, на которых базируется построение радиоэлектронной измерительной аппаратуры, и способов ее построения. Например, методы измерений и конструкции приборов, осуществляющих измерения в различных частотных диапазонах, могут принципиально отличаться друг от друга. В диапазоне низких частот геометрические размеры прибора много меньше длины волны колебаний,

что позволяет строить измерительную аппаратуру на элементах с сосредоточенными параметрами. На сверхвысоких частотах размеры измерительных устройств сравнимы с длиной волны электромагнитных колебаний, а результаты измерения зависят от места подключения прибора, его конструкции и размеров.

3. Наличие в радиоэлектронных цепях больших входных и выходных сопротивлений, которые, как правило, выражаются в килоомах. Для того чтобы при подключении измерительных приборов напряжения и токи в цепях не изменялись, входные сопротивления приборов должны быть много больше выходных сопротивлений цепей, в которых производятся измерения.

Перечисленные особенности измерений в радиоэлектронике определяют в значительной мере и требования к измерительным приборам.

§ 1.6. Основные характеристики средств измерений

Основными характеристиками средств измерений электрических величин являются характеристики погрешности, диапазон измерений (пределы измерений), чувствительность, порог реагирования (чувствительности), вариация показаний, время установления показаний, быстродействие, потребляемая мощность, надежность.

Различают абсолютную, относительную, приведенную, основную и дополнительную погрешность средства измерений.

А б с о л ю т н а я погрешность ΔX определяется как разность между показателем прибора (номинальным значением меры) a и истинным X значением измеряемой величины: $\Delta X = a - X$. Так как истинное значение остается неизвестным, на практике можно найти лишь приближенную оценку абсолютной погрешности средства измерений.

О т н о с и т е л ь н а я погрешность δ — отношение абсолютной погрешности ΔX к истинному значению измеряемой величины: $\delta = \Delta X / X$. Она выражается в процентах. Относительная погрешность несет больше информации о точности измерений, чем абсолютная. Например, измерено два значения напряжения 10 и 100 В с одной и той же абсолютной погрешностью 0,5 В. Значения δ для этих измерений соответственно равны 5 и 0,5%. Относительная погрешность показывает, что точность второго измерения на порядок выше.

П р и в е д е н н а я погрешность $\delta_{пр}$ — отношение абсолютной погрешности ΔX к диапазону измерений D , выраженное в процентах: $\delta_{пр} = 100 \Delta X / D$. Эта погрешность характеризует потенциальную точность средства измерений.

Для прибора с нулевой отметкой на краю диапазона измерений или вне его D — конечный предел измерения; для прибора с двусторонней шкалой по обе стороны от нуля D — арифметическая сумма конечных пределов измерения.

О с н о в н о й погрешностью называют погрешность средства измерений в нормальных условиях. Под нормальными понимают

такие условия, при которых влияющие на результаты измерения величины (такие, как температура, влажность, частота и напряжение питания, внешние электрические и магнитные поля, положение прибора в пространстве и т. д.) находятся в установленных пределах. Например, температура должна составлять $(20 \pm 2)^\circ\text{C}$, напряжение питания — $220 \text{ В} \pm 10\%$ и т. д.

Дополнительной погрешностью называют погрешность, вызываемую действием влияющих величин вследствие отклонения рабочих условий от нормальных. Нормальные и рабочие условия измерений указывают в стандартах технических требований и другой нормативно-технической документации на конкретные виды средств измерений.

Характеристики свойств средств измерений, которые оказывают влияние на результаты и погрешности измерений, называются метрологическими характеристиками средств измерений. На них устанавливаются нормы. Целями нормирования являются: 1) обеспечение возможности оценки точности измерений; 2) достижение взаимозаменяемости средств измерений; 3) обеспечение возможности сравнения средств измерений между собой и выбора нужных по точности и другим характеристикам; 4) обеспечение возможности оценки погрешностей измерительных систем и установок на основе метрологических характеристик входящих в них средств измерений.

Номенклатура нормируемых метрологических характеристик и полнота, с которой они должны описывать свойства средства измерений, зависят от его назначения, условий эксплуатации, режима работы и ряда других факторов. Для средств измерений, предназначенных для технических измерений на производстве, точность которых обычно невелика, нормирование метрологических характеристик состоит в присвоении класса точности по ГОСТ 8.401—80. Классом точности называется обобщенная характеристика средства измерений, указывающая предельные значения допускаемых основной и дополнительной погрешностей. Таким образом, класс точности не определяет погрешность конкретного измерения, а указывает лишь пределы, в которых может находиться погрешность средства измерений. Обозначения классов точности, установленные ГОСТ 8.401—80, зависят от того, на допускаемые пределы какой именно (абсолютной, относительной или приведенной) погрешности устанавливается норма. Метрологические характеристики средств измерений высшей точности нормируются по ГОСТ 8.009—84.

Другие характеристики средств измерений следующие.

Диапазон измерений — область значений измеряемой величины, для которой нормированы допускаемые погрешности. Эта область ограничена пределами измерений — наибольшим и наименьшим значениями.

Чувствительность S — отношение изменения сигнала на выходе прибора ΔI к вызвавшему его изменению измеряемой величины ΔX : $S = \Delta I / \Delta X$. Различают чувствительности абсолютную S и

относительную S_0 . Первая определяется приведенной формулой для S , вторая — формулой $S_0 = \Delta l / (\Delta X / X)$, где X — измеряемая величина. Чувствительность характеризует способность прибора реагировать на изменение измеряемой величины.

Порог реагирования (чувствительности) — изменение измеряемой величины, вызывающее наименьшее изменение показаний, обнаруживаемое наблюдателем при нормальном для данного прибора способе отсчета.

Вариация показаний — средняя разность между показаниями прибора, соответствующими данной точке диапазона измерений, при двух направлениях медленного многократного изменения измеряемой величины. Показанием называется значение измеряемой величины, определяемое по отсчетному устройству прибора и выраженное в принятых единицах этой величины. Вариация характеризует, насколько устойчиво повторяются показания прибора при измерениях одних и тех же значений величин.

Время установления показаний (время успокоения) — промежуток времени, прошедший с момента изменения измеряемой величины до момента установления показаний. Для аналоговых приборов момент установления показаний определяется моментом, когда амплитуда колебаний указателя становится не больше, чем погрешность прибора.

Быстродействие — число измерений, выполняемых в единицу времени. Эта характеристика особенно важна для цифровых приборов, а также для аналоговых, например самопишущих, когда одним прибором с помощью коммутирующего устройства необходимо измерять несколько медленно меняющихся величин.

Потребляемая мощность: при подключении прибора к источнику измеряемой величины прибор неизбежно нагружает этот источник, потребляет от него некоторую мощность. Чем меньше потребляемая мощность, тем выше качество прибора, так как потребляемая мощность нарушает режим исследуемой цепи, а это приводит к погрешностям измерений.

Надежность — способность прибора сохранять свои характеристики в определенных пределах в течение установленного интервала времени при заданных условиях эксплуатации. Основные показатели надежности: вероятность безотказной работы, интенсивность отказов, среднее время безотказной работы. Оценка надежности производится в процессе разработки измерительного прибора.

§ 1.7. Структурные схемы средств измерений

В средствах измерений, реализующих метод непосредственной оценки, измеряемая величина подвергается ряду последовательных преобразований в прямом направлении (без возвращения к исходной величине). В конечном счете измеряемая величина преобразуется в величину, удобную для наблюдения, регистрации или запо-

минания, например в угловое перемещение подвижной части прибора, в отклонение луча электронно-лучевой трубки и т. д.

Структурные схемы измерительных приборов показаны на рис. 1.2. Схема измерительного прибора, работающего по методу непосредственной оценки (рис. 1.2, а), состоит из измерительной цепи, Π_1, \dots, Π_N — совокупности преобразовательных элементов, обеспечивающей осуществление всех преобразований сигнала измерительной информации, и отсчетного устройства Π, Π_p , предназначенного для отсчитывания значений измеряемой величины. Измерительными преобразователями могут быть измерительные усилители и трансформаторы, измерительные делители напряжения и другие элементы, имеющие нормированные метрологические характеристики.

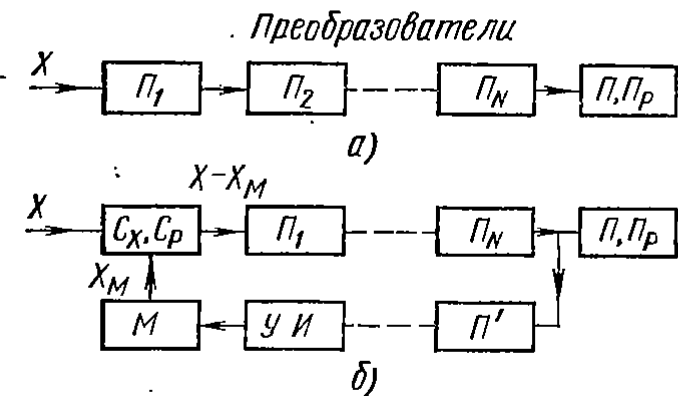


Рис. 1.2. Структурные схемы измерительных средств

Различают следующие измерительные преобразователи: *первичный*, к которому подводится измеряемая величина; *промежуточный*, занимающий в измерительной цепи место после первичного; *передающий*, предназначенный для дистанционной передачи сигнала измерительной информации, и *масштабный*, изменяющий величину в заданное число раз.

Вместо отсчетного устройства может использоваться устройство запоминания и хранения информации, в которое сигнал X_M поступает без визуализации.

Структурная схема приборов, основанных на методе сравнения с мерой, дана на рис. 1.2, б. Измеряемую величину X и величину X_M , воспроизводимую мерой M , подают на схему сравнения. Цепь прямого преобразования обеспечивает передачу сигнала измерительной информации $X_M - X$ к регистрирующему устройству, а цепь обратного — обеспечивает изменение значения величины X_M (содержит преобразователь Π' и устройство, управляющее изменением величины, воспроизводимой мерой, УИ). При нулевом методе сравнения добиваются нулевых показаний регистрирующего устройства Π, Π_p , при дифференциальном — показаний установленной величины. Мера, применяемая в схеме рис. 1.2, б, должна воспроизводить ряд одноименных величин различного размера (многозначная мера).

§ 2.1. Погрешность измерения

Погрешностью измерения называют отклонение результата измерения от истинного значения измеряемой величины. Она включает в себя составляющие, отличающиеся по характеру их проявления.

Систематической составляющей погрешности измерения называется составляющая абсолютной погрешности, остающаяся постоянной или закономерно изменяющаяся при повторных измерениях одной и той же физической величины. Эта составляющая погрешности обусловлена факторами, которые в процессе измерений остаются постоянными или изменяются по определенному закону.

Случайной составляющей погрешности измерения называется составляющая абсолютной погрешности, изменяющаяся случайно при повторных измерениях одной и той же величины.

От этих составляющих погрешности нужно отличать так называемую грубую погрешность измерения, существенно превышающую ожидаемую при данных условиях. Она возникает, например, в результате невнимательности оператора, сбоя аппаратуры, кратковременного изменения напряжения в сети питания, ошибки при отсчете показаний, описки при их записи и т. д. При обработке результатов измерений необходимо выявить и устранить грубые погрешности.

В 1981 г. Международным комитетом мер и весов принята официальная международная рекомендация, предлагающая классифицировать составляющие погрешности измерения не по характеру их проявления (на систематическую и случайную), а по возможности или невозможности использования для их определения методов математической статистики (так называемые погрешности групп А и В).

Систематическая составляющая погрешности измерения. В зависимости от происхождения, т. е. от причины возникновения, систематическая составляющая погрешности измерения может включать:

- 1) погрешность метода измерения, обусловленную несовершенством метода измерений; к погрешностям этого вида относятся также погрешности, обусловленные влиянием измерительных приборов на измеряемые параметры сигналов и характеристики аппаратуры; например, подключение вольтметра с недостаточным (малым) входным сопротивлением может существенно изменить распределение токов и напряжений в исследуемой схеме. Поэтому результат измерения не будет соответствовать действительному значению измеряемой величины;
- 2) инструментальную погрешность, которая зависит от погрешностей применяемых средств измерений;

3). погрешность, обусловленную неправильной установкой и взаимным расположением средств измерений при их комплексном использовании, несогласованностью их характеристик, влиянием внешних электромагнитных, радиационных и других полей, нестабильностью источников питания, а также неправильными манипуляциями операторов; к погрешностям этого вида относятся погрешности, обусловленные отсутствием должного согласования входных и выходных параметров электрических цепей приборов, объединенных в единый измерительный комплекс; погрешности из-за параллакса при отсчете по шкале и т. д.;

4) личную погрешность, связанную с индивидуальными особенностями наблюдателя; известно, что два наблюдателя, производя одинаковые измерения, могут получить разные результаты, так, например, при определении момента исчезновения тока биений в телефоне гетеродинного частотомера наблюдатель с ослабленным слухом зафиксирует его несколько раньше, внося этим в измерение систематическую погрешность, повторяющуюся от измерения к измерению.

Систематическая составляющая погрешности измерения может быть постоянной и переменной. Постоянная систематическая составляющая погрешности появляется, например, из-за неправильной установки начала отсчета, неправильной градуировки шкалы и т. д. Среди переменных систематических погрешностей принято различать прогрессивные и периодические. Исключение систематических погрешностей — одна из главных задач при планировании, подготовке, проведении измерений и обработке их результатов.

На этапе планирования и подготовки принципиальным является выбор метода и средства измерений, определение источников и номенклатуры систематических погрешностей, при необходимости — их профилактика посредством термостатирования, экранирования, виброзащиты и другими способами, а также такая постановка эксперимента, которая исключила, уменьшила или позволила бы оценить наиболее существенные систематические погрешности: составление плана эксперимента, определение метрологических характеристик средств измерений, подготовка рабочего места и т. д.

Для исключения систематических погрешностей в процессе измерений применяют ряд способов. Наиболее распространенным из них является способ замещения, при котором измеряемый объект заменяют известной мерой. Например, включив измеряемое сопротивление в мостовую схему и уравновесив ее, заменяют его магазином сопротивлений и, подбирая сопротивление магазина, вновь восстанавливают равновесие цепи. Высокая точность способа обеспечивается за счет исключения остаточной неуравновешенности мостовой схемы, взаимного влияния ее элементов, утечек и других источников систематической погрешности измерения сопротивления.

Если известно, что источник погрешности обладает направленным действием, то применяют способ компенсации погрешности

по знаку. Он заключается в том, что измерения проводят дважды так, чтобы погрешность входила в результаты с противоположными знаками, и берут среднее значение результатов.

К способу компенсации близок по смыслу способ противопоставления, при котором также проводят два наблюдения, но измерения строят так, чтобы погрешность, подлежащая исключению, входила в результаты наблюдений в виде коэффициента, а не слагаемого. Так, при измерении сопротивления с помощью равноплечной мостовой схемы после уравнивания моста меняют местами измеряемое и уравнивающее сопротивление и, уравнив мост, вновь повторяют измерения. При обработке результатов двух наблюдений (до и после перестановки сопротивлений) можно не только повысить точность определения измеряемого сопротивления, но и вычислить действительное отношение плеч моста.

Для исключения прогрессирующей систематической погрешности, являющейся линейной функцией времени, применяют способ симметричных наблюдений. Он заключается в том, что наблюдения выполняют через одинаковые промежутки времени в течение определенного временного интервала. При обработке результатов наблюдений используется тот факт, что погрешность среднего значения любой пары наблюдений, симметричных относительно середины временного интервала, равна погрешности результата наблюдения, соответствующего средней точке интервала. Так удается исключить влияние погрешностей, обусловленных постепенным падением напряжения источника питания (батареи или аккумулятора), уменьшением электронной эмиссии катодов в радиолампах и другими факторами.

Эффективным способом уменьшения систематических погрешностей является их рандомизация, т. е. перевод в случайные. Например, если измерить напряжение несколькими вольтметрами разных типов одновременно и усреднить результаты наблюдений, то можно ожидать, что систематические методические и инструментальные погрешности, присущие каждому прибору, вследствие случайного выбора приборов в какой-то мере скомпенсируются. Того же эффекта добиваются, изменяя случайным образом методику и условия эксперимента или те параметры, от которых не зависит значение измеряемой величины, но могут зависеть систематические погрешности ее измерения.

Во время обработки результатов наблюдений обнаруживают и оценивают те систематические погрешности, которые не удалось исключить, и в результат измерения вносят поправки. Поправкой называется величина, одноименная с измеряемой, добавление которой к результату измерения исключает систематическую погрешность.

Поправочный множитель — это число, на которое умножается результат измерения с целью исключения систематической погрешности.

Поправки (поправочные множители) прилагают к паспорту прибора в виде таблиц, графиков или формул. Они могут быть

функциями времени, значения измеряемой величины, частоты, температуры и т. д. Поправка, прибавляемая к результату измерения, должна быть численно равна систематической составляющей погрешности, но противоположна ей по знаку. Если систематическая погрешность является функцией какого-либо параметра, то поправку представляют в виде обратной функции того же аргумента.

Так как источников систематических погрешностей много, то и поправок может вноситься множество. Некоторые из них, например определяемые экспериментально, бывают известны не точно. Нужно следить, чтобы погрешность, с которой известно значение поправки, не увеличивала погрешности измерения. Следует помнить, что из-за неточного знания поправок систематическая составляющая погрешности измерения компенсируется не полностью. Некомпенсированная ее часть называется не исключенным остатком систематической погрешности (НСП). Он должен быть оценен по ГОСТ 8.207—76.

При небольшом числе составляющих систематической погрешности ($m < 4$) граница НСП результата измерения θ может определяться по максимуму:

$$\theta = \pm \sum_{i=1}^m \theta_i, \quad (2.1)$$

где θ_i — граница i -й составляющей НСП. Эта оценка является завышенной, так как маловероятно, чтобы все составляющие одновременно приняли свои максимальные значения, причем одного знака. С ростом числа составляющих такая оценка становится все менее приемлемой.

При $m > 4$ необходимо учитывать, что составляющие НСП могут быть различными на интервале их возможных значений. Обычно считают, что эти неслучайные величины с равной вероятностью могут иметь любые значения в пределах установленных границ. Такое предположение соответствует вероятностно-статистической оценке составляющих НСП сверху. Далее будет показано, что дисперсия равновероятного центрированного распределения случайной величины на некотором интервале равна квадрату границы интервала, деленному на три, и что сумма большого числа случайных величин, подчиняющихся равномерному закону распределения вероятности, подчиняется нормальному закону и с вероятностью 0,95 не выходит за пределы интервала $\mp 2\sigma$, а с вероятностью 0,99 находится в пределах интервала $\mp 2,6\sigma$. Поэтому при $m > 4$ границу НСП результата измерения с вероятностью 0,95 принимают равной

$$\theta = \mp 2\sigma = \mp 2 \sqrt{\sum_{i=1}^m \frac{\theta_i^2}{3}} \approx \mp 1,1 \sqrt{\sum_{i=1}^m \theta_i^2}, \quad (2.2)$$

а с вероятностью 0,99

$$\theta = \pm 2,6\sigma = \pm 2,6 \sqrt{\sum_{i=1}^m \frac{\theta_i^2}{3}} \approx \pm 1,4 \sqrt{\sum_{i=1}^m \theta_i^2}. \quad (2.3)$$

При $m \leq 4$ коэффициент перед радикалом можно выбирать по графику, приведенному в ГОСТ 8.207—76.

— Есть погрешности, учет которых вызывает дополнительные трудности. К ним относятся погрешности, возникающие из-за старения элементов прибора. Очевидно, что изменения, появившиеся после его поверки, влекут за собой такие систематические погрешности, учесть которые трудно. Они чаще всего встречаются при проведении сложных измерений; однако могут появиться и в относительно простых случаях, если наблюдатель недостаточно знаком со свойствами исследуемого объекта и измерительного прибора. Для исключения подобных погрешностей целесообразно повторить измерение, изменив его условия, методику, измерительные приборы. Совпадение результатов может явиться определенной гарантией отсутствия систематических погрешностей, обусловленных неизвестными причинами.

Случайная составляющая погрешности измерения. Закон распределения вероятности случайной составляющей погрешности определяется как устройством (схемой, конструкцией) измерительного прибора, так и условиями его эксплуатации, т. е. условиями измерений.

Реально каждой серии измерений, производимой с определенной группой измерительных приборов, соответствует свой закон распределения погрешностей. Установление и анализ этого закона существенно усложнили бы процедуру расчета погрешностей измерений. Поэтому на практике обычно пользуются аппроксимацией реального закона распределения, сводя его к наиболее простому виду.

Согласно ГОСТ 8.011—72, предусмотрено несколько стандартных аппроксимаций законов распределения вероятности случайной составляющей погрешности, в том числе равномерный, треугольный, нормальный, а также трапециевидный, который здесь не рассматривается.

Равномерный закон распределения. Примерами погрешностей, имеющих равномерное (прямоугольное) распределение, могут служить погрешности: а) обусловленные трением в опорах электромеханического измерительного устройства; б) при отсчете показаний по равномерной шкале стрелочного прибора; в) некоторых цифровых приборов.

Рассмотрим природу погрешности с равномерным распределением на примере цифрового вольтметра с генератором ступенчатого напряжения.

Для упрощения рассуждений считаем высоту всех ступенек одинаковой, а измеряемое напряжение — постоянным (рис. 2.1): $b = \text{const}$, $u_x = \text{const}$. Как следует из рисунка, в рассматриваемом случае погрешность измерения связана с конечной высотой ступенек (или с конечным числом ступенек). Показания прибора определяются величиной Nb , где N — число импульсов, поступающих на цифровой счетчик, а измеряемое напряжение

$$u_X = Nb + \Delta, \quad (2.4)$$

или

$$u'_X = Nb + \Delta', \quad u''_X = Nb + \Delta'',$$

где Δ (Δ' , Δ'') — случайная величина, называемая погрешностью дискретности или погрешностью квантования.

Случайная величина Δ может с равной вероятностью принимать значения от 0 до b (рис. 2.1), т. е. имеет равномерный закон распределения вероятности в интервале от 0 до b .

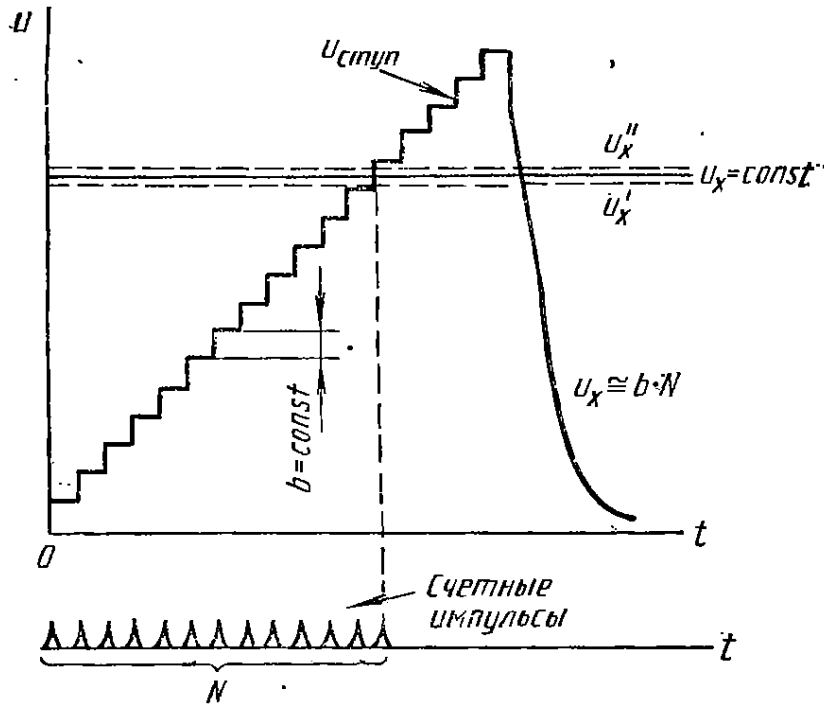


Рис. 2.1. Пример возникновения погрешности квантования (дискретности)

На рис. 2.2, а, б приведены графики плотности вероятности $p(\Delta)$ и функции распределения $F(\Delta) = \int_{-\infty}^{\Delta} p(\Delta) d\Delta$ для рассматриваемого случая.

Определим числовые характеристики равномерного закона распределения вероятности. Математическое ожидание величины Δ (его можно трактовать как систематическую погрешность)

$$E\Delta = \int_{-\infty}^{\infty} \Delta p(\Delta) d\Delta = \int_0^b \frac{\Delta}{b} d\Delta = \frac{b}{2}. \quad (2.5)$$

За наиболее вероятное значение измеренной величины следует принять,

$$\bar{u}_X = Nb + b/2. \quad (2.6)$$

При этом центрированная случайная погрешность $\Delta_{\text{ц}} = \Delta - E\Delta$ может принимать значения от $-b/2$ до $b/2$, т. е. максимальная погрешность измерения $M = b/2$. Среднеквадратическое отклонение результата измерения определяется как корень квадратный из дисперсии:

$$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (\Delta - E\Delta)^2 d(\Delta) = \frac{1}{b} \int_0^b \left(\Delta - \frac{b}{2}\right)^2 d\Delta = \frac{b^2}{12}. \quad (2.7)$$

Среднеквадратическое отклонение является наиболее употребительной мерой случайной составляющей погрешности измерения, так как имеет такую же размерность, как и измеряемая величина. С максимальной погрешностью измерения среднеквадратическое отклонение связано соотношением

$$M = \sqrt{3}\sigma. \quad (2.8)$$

Формулы (2.5) и (2.8) характеризуют погрешность измерения лишь в том случае, когда высота всех ступенек одинакова и неизменна во времени (изменение длительности ступенек не оказывает влияния на точность измерений). В реальных условиях всегда имеет место неодинаковость высоты ступенек и нестабильность ее во времени, что приводит к появлению дополнительных составляющих погрешности. При этом погрешность измерения определяется суммарным действием всех факторов, и в случае их соизмеримости закон распределения вероятности погрешности приближается к нормальному. Этот вопрос подробнее рассматривается далее.

Треугольный закон распределения. Этот закон встречается у цифровых приборов. Характерным для этих приборов является преобразование измеряемой величины в пропорциональный ей интервал времени, называемый временем счета. Длительность этого интервала измеряется с помощью счетных импульсов, формируемых из колебаний генератора с высокой стабильностью частоты (рис. 2.3, а—в). В общем случае расположение счетных импульсов относительно начала времени счета случайно; также случайным яв-

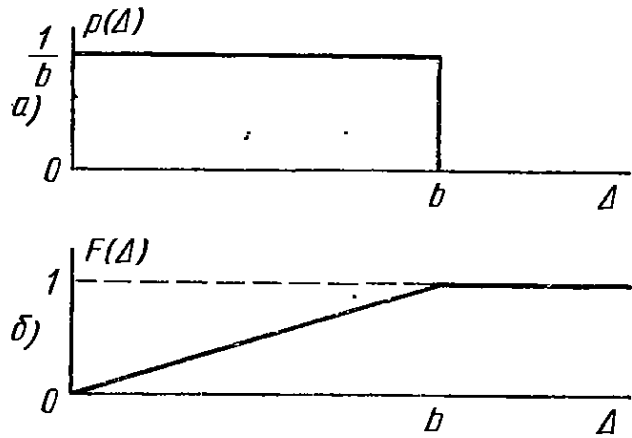


Рис. 2.2. Плотность распределения вероятности и функция распределения вероятности

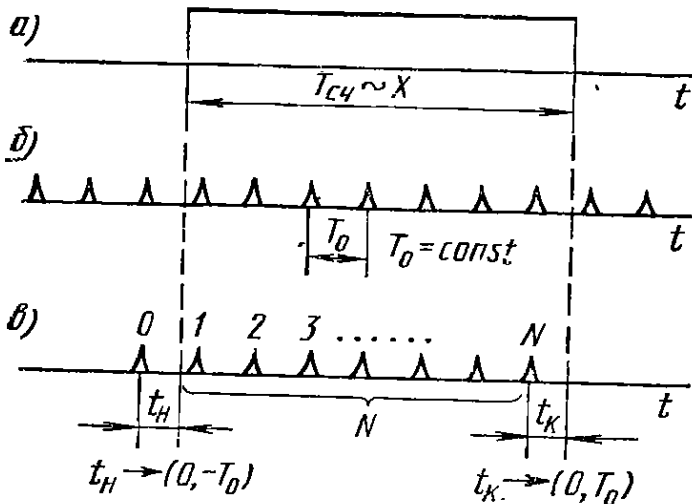


Рис. 2.3. Пример дискретного счета

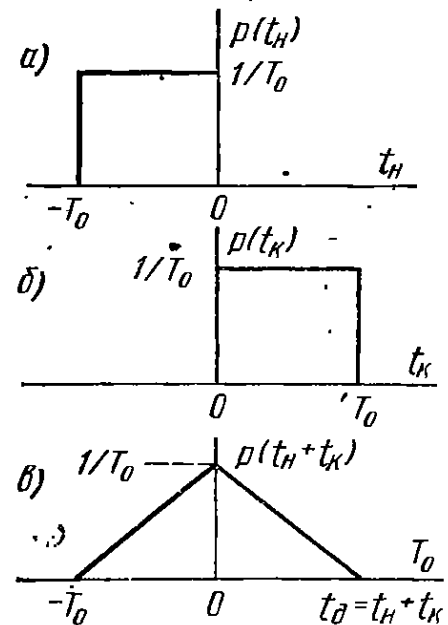


Рис. 2.4. Плотность распределения вероятности погрешностей дискретности

ляется соотношение между периодом счетных импульсов T_0 и временем счета $T_{сч}$. Это приводит к образованию случайных по длительности временных интервалов t_H и t_K в начале и конце счета.

Измеряемая длительность времени счета

$$T_{\text{сч(изм)}} = NT_0, \quad (2.9)$$

где N — число счетных импульсов за время счета, т. е. число импульсов, поступающих на цифровой счетчик.

Интересующая нас истинная длительность времени счета, пропорциональная измеряемой величине, определяется выражением

$$T_{\text{сч(ист)}} = NT_0 - t_n + t_k. \quad (2.10)$$

В данном случае погрешность измерения (погрешность дискретизации) определяется суммой двух независимых случайных величин. Найдем закон распределения суммарной погрешности и его числовые характеристики, пользуясь основными положениями теории вероятностей.

Определим законы распределения случайных величин t_n и t_k . Величина t_n может принимать с равной вероятностью любые значения от 0 до T_0 , т. е. имеет равномерное распределение вероятности в пределах $(0, -T_0)$; величина t_k распределена равномерно в пределах $(0, +T_0)$. Суммарная погрешность дискретизации будет иметь треугольный закон распределения (рис. 2.4, а—в).

Из условия нормировки площадь, ограниченная треугольником, должна быть равна единице; следовательно, максимальное значение плотности вероятности равно $1/T_0$. Для определения среднеквадратического отклонения воспользуемся известным свойством дисперсии. Имеем две независимые случайные величины, поэтому

$$D(t_n + t_k) = Dt_n + Dt_k,$$

$$\sigma^2 = Dt_n + Dt_k = 2 \frac{T_0^2}{12} = \frac{T_0^2}{6}$$

с учетом соотношения (2.7). Среднеквадратическое отклонение при треугольном законе распределения плотности вероятности погрешности равно

$$\sigma = T_0/\sqrt{6}. \quad (2.11)$$

С максимальной погрешностью оно связано соотношением

$$M = \sqrt{6}\sigma \cong 2,45\sigma. \quad (2.12)$$

Проведенный анализ определяет погрешность измерения лишь в том случае, когда все погрешности измерительного прибора, за исключением погрешности дискретизации, пренебрежимо малы. В реальном приборе закон распределения вероятности погрешности измерения определяется композицией рассмотренного закона распределения вероятности погрешности дискретизации и законов распределения погрешностей, обусловленных нестабильностью частоты генератора счетных импульсов, неточностью преобразования измеряемой величины во временной интервал и т. д.

Нормальный закон распределения. Нормальный закон распределения вероятности случайной составляющей погрешности наиболее часто встречается в природе и технике. Он является следствием одновременного действия большого числа независимых факторов, каждый из которых в отдельности незначительно влияет на результат измерения.

Строго говоря, нормальный закон представляет собой распределение вероятности суммы независимых случайных величин с конечными дисперсиями при неограниченном увеличении числа слагаемых. На практике число слагаемых (составляющих погрешности) всегда конечно, однако при сложении даже четырех-пяти случайных величин с различными законами распределения, но с соизмеримыми дисперсиями, приходим к распределению погрешностей, близкому к

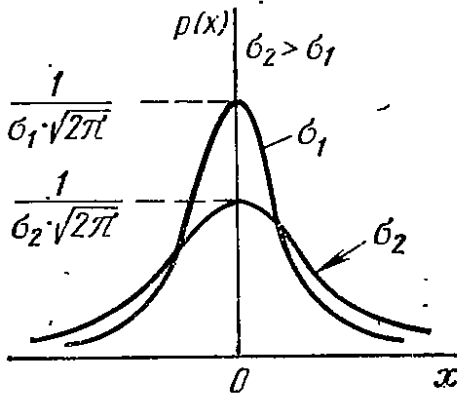


Рис. 2.5. Графики нормального распределения вероятности случайной погрешности

нормальному закону, особенно в области больших значений плотности вероятности. Для центрированной случайной погрешности, имеющей нормальное распределение, плотность вероятности определяется выражением

$$p(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right). \quad (2.13)$$

Графики нормального распределения вероятности случайной погрешности при двух значениях σ приведены на рис. 2.5. Кривые симметричны относительно оси y , так как функция $p(x)$ — четная. Максимум кривых соответствует значению $x=0$.

Из формулы (2.13) следует, что распределение плотности вероятности при нормальном законе зависит от параметра σ — среднеквадратического отклонения. С увеличением σ максимальное значение $p(x)$ уменьшается, кривая расширяется, становится более пологой (рис. 2.5). Площадь, ограниченная графиком $p(x)$

и осью абсцисс, остается при этом неизменной, равной единице, т. е. $\int_{-\infty}^{\infty} p(x) dx = 1$ при любых значениях σ .

Вероятность того, что погрешность окажется в интервале от $x=-V$ до $x=V$, определяется соотношением

$$P(-V < x < V) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \int_{-V}^V \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx. \quad (2.14)$$

Для проведения расчетов удобно связать величину V со среднеквадратическим отклонением, т. е. принять

$$V = t\sigma, \quad (2.15)$$

где t — безразмерный коэффициент. Тогда заменой переменной интеграл (2.14) приводится к известному *интегралу вероятностей*, значения которого табулированы:

$$P(-t\sigma < x < t\sigma) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^t \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du = 2\Phi(t). \quad (2.16)$$

Это соотношение широко используется при практических расчетах.

Из (2.16) следует, что

$$P(-3\sigma < x < 3\sigma) = 2\Phi(3) = 0,9972. \quad (2.17)$$

Величину 3σ принимают за максимальную погрешность при нормальном законе распределения:

$$M = 3\sigma. \quad (2.18)$$

Вероятность того, что случайная составляющая погрешности измерения не выходит за пределы интервала $\pm 3\sigma$, составляет 0,9972, с вероятностью 0,99 ее находят в пределах интервала $\pm 2,6\sigma$, с вероятностью 0,95 — в пределах интервала $\pm 2\sigma$.

§ 2.2. Прямое однократное измерение

Однократные измерения физических величин являются наиболее простыми и широко распространенными.

Погрешность результата прямого однократного измерения оценивается до его выполнения. При этом нужно помнить, что погрешность измерения и погрешность средства измерения не одно и то же. Погрешность результата измерения включает, кроме того,

погрешность метода и личную. Все составляющие погрешности результата прямого однократного измерения учитываются на основе анализа априорной информации. Она извлекается из опыта проведения подобных измерений, из технической документации, монографий, отчетов о научно-исследовательских работах и других источников информации. Если до проведения измерений удастся установить границу неисключенного остатка систематической погрешности θ и среднеквадратическое отклонение σ случайной составляющей погрешности, то оценивают их соотношение. При

$$\theta < 0,5\sigma \quad (2.19)$$

пренебрегают НСП, а при

$$\theta > 8\sigma \quad (2.20)$$

— случайной составляющей погрешности. В первом случае границу погрешности результата измерения устанавливают равной $\Delta = 2\sigma$, за исключением особо ответственных измерений, когда она может приниматься равной $\Delta = 2,6\sigma$ или $\Delta = 3\sigma$. Во втором принимают $\Delta = \theta$.

Если

$$0,5\sigma < \theta < 8\sigma, \quad (2.21)$$

то границу погрешности результата измерения находят по формуле

$$\Delta = 0,8(\theta + 2\sigma),$$

где коэффициент 0,8 учитывает малую вероятность того, что систематическая и случайная составляющие погрешности одновременно имеют свои граничные значения.

В том случае, когда оказывается, что априорная оценка погрешности результата измерения превышает допустимую по условиям измерительной задачи, изменяют метод или условия измерения, заменяют средство измерений или уточняют его метрологические характеристики путем дополнительных исследований. Если же ожидаемая погрешность оказывается приемлемой, то выполняют измерение, вносят поправки и записывают результат, например, в следующей форме: $A \pm \Delta$, $P = 0,95$, где A — алгебраическая сумма показания средства измерений и всех поправок. ГОСТ 8.011—72 предусматривает и другие формы представления результата измерения.

Распространены прямые однократные измерения в нормальных условиях, при которых всеми погрешностями, кроме инструментальной, можно пренебречь. Анализ составляющих погрешности таких измерений не проводится, а результат измерения записывается в виде $A \pm \Delta$, где A — показание средства измерений; Δ — погрешность, определяемая его классом точности.

Во всех случаях числовые значения результата измерения и показателей его точности должны быть округлены так, чтобы их наименьшие разряды были одинаковы, причем в числовых значениях показателей точности должно быть не более двух значащих цифр.

§ 2.3. Прямое многократное измерение

Многократное измерение одной и той же физической величины позволяет уменьшить случайную составляющую погрешности измерения. Если бы можно было найти среднее значение результата отдельного измерения, то случайная составляющая погрешности измерения была бы полностью исключена, так как среднее значение случайной величины есть величина неслучайная. Однако для этого потребовалось бы бесконечное количество измерений. На практике оно всегда конечно, и вместо среднего значения возможно найти лишь его оценку.

Оценки числовых характеристик законов распределения вероятности случайных величин (среднего значения, дисперсии и т. д.), изображаемые точкой на числовой оси, называются *точечными*; интервалом — *интервальными*. В отличие от самих числовых характеристик оценки являются случайными величинами, причем их значения зависят от числа измерений, а распределение вероятности — от закона распределения вероятности отдельного измерения.

Оценки должны удовлетворять трем условиям: быть состоятельными, несмещенными и эффективными.

Состоятельность указывает, что при увеличении числа измерений оценка сходится по вероятности к истинному значению оцениваемого параметра.

Несмещенность оценки означает, что ее математическое ожидание равно истинному значению оцениваемого параметра.

Эффективность означает, что дисперсия данной оценки меньше, чем дисперсия любой другой оценки.

Перечисленным требованиям удовлетворяет такая точечная оценка среднего значения, как *среднеарифметическое*

$$A = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N a_i, \quad (2.22)$$

где a_i — результат отдельного измерения с учетом поправок; N — число измерений.

Дисперсия среднеарифметического при некоторых обычно выполняющихся условиях

$$\begin{aligned} D(A) &= \overline{(A - \bar{a})^2} = \overline{\left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N a_i - \bar{a} \right)^2} = \overline{\left[\frac{1}{N} \left(\sum_{i=1}^N a_i - N\bar{a} \right) \right]^2} = \\ &= \frac{1}{N^2} \overline{\sum_{i=1}^N (a_i - \bar{a})^2} = \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^N \overline{(a_i - \bar{a})^2} = \frac{1}{N^2} N \sigma^2 = \frac{\sigma^2}{N}, \quad (2.23) \end{aligned}$$

т. е. в N раз меньше дисперсии отдельного измерения. Следовательно, если за действительное значение измеряемой фи-

зической величины, которое используется на практике вместо истинного, принять среднеарифметическое (2.22), то его среднеквадратическое отклонение, характеризующее случайную составляющую погрешности результата многократного измерения, будет в \sqrt{N} раз меньше среднеквадратического отклонения отдельного измерения, которым определяется случайная составляющая погрешности результата однократного измерения.

Среднеквадратическое отклонение отдельного измерения σ , входящее в формулу (2.23), точно так же, как и среднее значение \bar{a} , нельзя определить экспериментально. При конечном числе измерений N вместо него можно найти лишь его состоятельную, несмещенную и эффективную оценку:

$$s = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_1^N (a_i - A)^2}, \quad (2.24)$$

откуда следует, что точечная оценка среднеквадратического отклонения результата многократного измерения

$$s_A = \sqrt{\frac{1}{N(N-1)} \sum_1^N (a_i - A)^2}. \quad (2.25)$$

Таким образом, увеличивая N , если это возможно, случайную составляющую погрешности многократного измерения можно сделать пренебрежимо малой по сравнению с систематической. Такой прием называется *фильтрацией* случайной составляющей погрешности измерения.

Числовые значения и качество точечных оценок также зависят от N . Поэтому при записи результата многократного измерения число N указывается обязательно, например: $A; s_A; N; \theta$. Форма записи результата многократного измерения регламентирована ГОСТ 8.207—76. Этим же стандартом предусматривается возможность интервальной оценки погрешности результата многократного измерения.

Интервальная оценка погрешности состоит в указании *доверительного интервала*, в котором измеряемая величина находится с *доверительной вероятностью*. За середину интервала принимается среднеарифметическое (2.22). Если число отдельных измерений велико ($N \geq 30$), то определяемые по формулам (2.22), (2.25) оценки

$$\begin{aligned} A &\approx \bar{a}; \\ s_A &\approx \sigma_A \end{aligned} \quad (2.26)$$

в силу их состоятельности. Тогда при нормальном законе распределения результата многократного измерения доверительная вероятность того, что он на $t\sigma_A$ отличается от середины доверительного

интервала, определяется по формуле (2.16). Задавшись значением доверительной вероятности P , по таблице функции $\Phi(t)$ находят ее аргумент t и границы доверительного интервала $A \pm t\sigma_A$, называемые доверительными границами. Если НСП можно пренебречь, то результат измерения записывают в виде

$$A \pm t\sigma_A; P,$$

если же ни одной из составляющих погрешности пренебречь нельзя, то, согласно § 2.2, результат измерения $A \pm \Delta; P$.

При малом числе отдельных измерений ($N < 30$) условия (2.26) не выполняются и пользоваться формулой (2.16) нельзя. При нормальном распределении результата отдельного измерения результат многократного измерения A подчиняется закону распределения вероятности Стьюдента. Поэтому вместо функции $\Phi(t)$ используется интеграл Стьюдента $S(N-1, \xi)$, значения которого также табулированы. Порядок определения доверительных границ при этом остается прежним: задавшись значением доверительной вероятности P , по таблице функции $S(N-1, \xi)$ при фактическом N находят аргумент ξ и с его помощью доверительные границы $A \pm \xi s_A$. Соответственно записывают и результат измерения.

Понятие о доверительном интервале используется для идентификации грубых погрешностей. Если результат отдельного измерения выходит за пределы доверительных границ, рассчитываемых в данном случае с помощью s , определяемой по формуле (2.24), то это нарушение статистической закономерности с принятой доверительной вероятностью можно интерпретировать как проявление грубой погрешности. Такой результат должен быть отброшен, а расчеты после этого повторены заново. При $N > 30$, например, всегда отбрасывают результаты отдельных измерений, отличающиеся от среднеарифметического больше чем на $3s \approx 3\sigma$, так как вероятность их закономерного появления не превышает 0,003. Это правило носит название правила трех сигм.

Пример. Числовые значения результатов отдельных измерений физической величины представлены в виде ряда: 0,07; 0,09; 0,10; 0,12; 0,13; 0,15; 0,16; 0,17; 0,25. Не содержат ли они грубой погрешности?

Решение. $A = 0,138$; $s = 0,054$. Примем доверительную вероятность $P = 0,95$. Тогда (см. Приложение) $\xi = 2,306$ и верхняя доверительная граница $A + \xi s = 0,138 + 2,306 \cdot 0,054 \approx 0,26$.

Вывод: с вероятностью 0,95 результат 0,25 не является грубой погрешностью.

§ 2.4. Косвенное измерение

При косвенном измерении результаты, полученные прямыми измерениями, являются исходными данными для дальнейших вычислений. Погрешности прямых измерений приводят к тому, что окончательный результат также имеет погрешность. Задача оценки погрешности результата косвенного измерения является частным случаем определения статистических характеристик функции от случайных величин.

Рассмотрим простейший случай, когда неизвестная величина является непрерывной и дифференцируемой функцией двух других величин X и Y , определяемых прямыми измерениями:

$$Z = f(X, Y). \quad (2.27)$$

Переходя к действительным значениям A_X и A_Y величин X и Y и вводя в рассмотрение погрешности результатов измерений, представим (2.27) в виде

$$A_Z + \Delta_Z = f(A_X + \Delta_X; A_Y + \Delta_Y).$$

Полагая погрешности малыми по сравнению с действительными значениями, разложим функцию f в ряд Тейлора:

$$A_Z + \Delta_Z = f(A_X, A_Y) + \frac{\partial f}{\partial X} \Delta_X + \frac{\partial f}{\partial Y} \Delta_Y + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial X^2} \Delta_X^2 + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial Y^2} \Delta_Y^2 + \dots \quad (2.28)$$

Отсюда

$$A_Z = f(A_X, A_Y), \quad (2.29)$$

т. е. действительное значение косвенно измеряемой физической величины получается путем подстановки в уравнение измерения (2.27) действительных значений величин, определяемых прямыми измерениями.

Представим погрешность Δ в виде суммы случайной составляющей δ и НСП θ

$$\Delta = \theta + \delta \quad (2.30)$$

и вычтем (2.29) из (2.28). Получим

$$\begin{aligned} \theta_Z + \delta_Z = & \frac{\partial f}{\partial X} (\theta_X + \delta_X) + \frac{\partial f}{\partial Y} (\theta_Y + \delta_Y) + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial X^2} (\theta_X + \delta_X)^2 + \\ & + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial Y^2} (\theta_Y + \delta_Y)^2 + \dots \end{aligned} \quad (2.31)$$

Усредним левую и правую части этого выражения:

$$\theta_Z = \frac{\partial f}{\partial X} \theta_X + \frac{\partial f}{\partial Y} \theta_Y + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial X^2} \overline{(\theta_X + \delta_X)^2} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial Y^2} \overline{(\theta_Y + \delta_Y)^2} + \dots \quad (2.32)$$

Отсюда видно, что систематическая составляющая погрешности косвенного измерения определяется не только НСП прямых измерений. Даже при $\theta_X = \theta_Y = 0$ может возникнуть необходимость внесения поправки в результат косвенного измерения. Значение ее находят из (2.32).

Вычтем теперь (2.32) из (2.31), ограничившись первыми членами разложения. Получим

$$\delta_Z = \frac{\partial f}{\partial X} \delta_X + \frac{\partial f}{\partial Y} \delta_Y.$$

Усреднение квадрата левой и правой частей этого выражения позволяет найти дисперсию результата вычислений:

$$\sigma^2 = \overline{\delta^2} = \left(\frac{\partial f}{\partial X}\right)^2 \overline{\delta_X^2} + 2 \frac{\partial f}{\partial X} \frac{\partial f}{\partial Y} \overline{\delta_X \delta_Y} + \left(\frac{\partial f}{\partial Y}\right)^2 \overline{\delta_Y^2} = \left(\frac{\partial f}{\partial X}\right)^2 \sigma_X^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial Y}\right)^2 \sigma_Y^2 + 2 \frac{\partial f}{\partial X} \frac{\partial f}{\partial Y} R_{XY}, \quad (2.33)$$

где σ_X и σ_Y — среднеквадратические отклонения результатов прямых измерений величин X и Y ; $R_{X,Y}$ — смешанный центральный момент второго порядка совместного распределения случайных величин X и Y :

$$R_{X,Y} = \overline{(X - \bar{X})(Y - \bar{Y})} = \overline{\delta_X \delta_Y}. \quad (2.34)$$

Этот момент называется корреляционным и служит мерой линейной статистической связи случайных величин X и Y . В отличие от функциональной статистическая связь указывает лишь на то, что по каким-то причинам случайные величины обнаруживают тенденцию к синхронному изменению, причем не обязательно в одном направлении. Например, увеличение случайных значений X сопровождается и некоторым увеличением (рис. 2.6, а) или, наоборот, уменьшением (рис. 2.6, б) случайных значений Y . Обычно это бывает следствием влияния какого-то общего фактора, например изменения температуры в помещении, где проводятся измерения, или падения напряжения в сети питания и т. п. В первом случае корреляционный момент больше нуля, и говорят о положительной корреляции между случайными величинами, во втором — об отрицательной. Наконец, если в значениях, принимаемых случайными величинами, не усматривается никакой статистической связи и корреляционный момент их равен нулю, то такие случайные величины (рис. 2.6, в) считаются некоррелированными (независимыми).

На практике вместо смешанного центрального момента второго порядка может быть вычислена, как всегда, лишь его оценка:

$$R = \sum_1^N (X_i - A_X)(Y_i - A_Y).$$

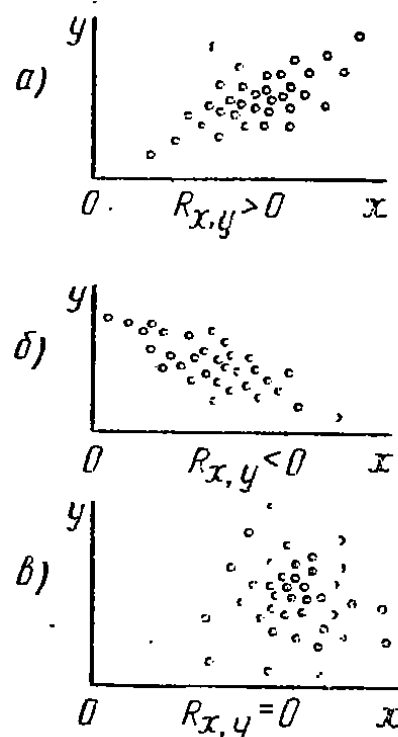


Рис. 2.6. Виды статистической связи между двумя случайными величинами

Переходя в (2.32) и (2.33) к оценкам, получим

$$\theta_z = \frac{\partial f}{\partial X} \theta_x + \frac{\partial f}{\partial Y} \theta_y + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial X^2} \theta_x^2 + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial Y^2} \theta_y^2 + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial X^2} s_x^2 + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial Y^2} s_y^2 + \dots; \quad (2.35)$$

$$s_z^2 = \left(\frac{\partial f}{\partial X} \right)^2 s_x^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial Y} \right)^2 s_y^2 + 2 \frac{\partial f}{\partial X} \frac{\partial f}{\partial Y} R$$

или

$$s_z = \sqrt{\left(\frac{\partial f}{\partial X} s_x \right)^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial Y} s_y \right)^2 + 2 \frac{\partial f}{\partial X} \frac{\partial f}{\partial Y} R}. \quad (2.36)$$

Выражения $\frac{\partial f}{\partial X} s_x$ и $\frac{\partial f}{\partial Y} s_y$ называются частными погрешностями, а входящие в них частные производные — функциями влияния.

В зависимости от значения R результат косвенного измерения величины Z , определенной уравнением (2.27), записывают в таком виде:

если $R \neq 0$, то $A_z + \theta_z; s_z; R; N;$

если $R = 0$ (величины X и Y независимы), то $A_z + \theta_z; s_z, N,$

где

$$s_z = \sqrt{\left(\frac{\partial f}{\partial X} s_x \right)^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial Y} s_y \right)^2}.$$

Величины, входящие в (2.27), измеряют обычно с различной точностью, поэтому они по-разному влияют на погрешность результата косвенного измерения. Так как в оценке его среднеквадратического отклонения сохраняют не более одной-двух значащих цифр, то малые частные погрешности теряются при округлении. Поэтому всегда можно пренебречь частными погрешностями, для которых выполняется неравенство

$$\left| \frac{\partial f}{\partial X} s_x \right| < 0,3s_z.$$

Это правило распространяется и на сумму малых частных погрешностей: будут потеряны при округлении и поэтому могут не учитываться частные погрешности, сумма которых удовлетворяет условию.

$$\sqrt{\sum_{l=k}^{k+m} \left(\frac{\partial f}{\partial X_l} \right)^2 s_{X_l}^2} < 0,3s_z. \quad (2.37)$$

Это неравенство называется критерием ничтожных погрешностей, а сами погрешности — ничтожными. Применение этого критерия позволяет выделить те величины, точность прямого измерения которых нет смысла повышать, так как это не приведет к повышению точности результата косвенного измерения.

§ 3.1. Реализация метода сравнения

Метод измерения (см. § 1.7), при котором измеряемая величина непосредственно сравнивается с величиной, воспроизводимой мерой, называют методом сравнения. Основными разновидностями метода являются *дифференциальный* (разностный) и *нулевой* (компенсационный).

Приборы, реализующие измерение на основе метода сравнения, называют измерительными приборами сравнения. В отличие от приборов непосредственной оценки, более удобных для получения оперативной информации, приборы сравнения обеспечивают большую точность измерений.

Дифференциальный метод сравнения используют тогда, когда практическое значение имеет отклонение измеряемой величины от некоторого номинального значения (уход частоты, отклонение напряжения и т. д.). Бóльшее распространение получил нулевой метод сравнения.

На рис. 3.1, а — в представлены измерительные схемы для измерения напряжения и тока нулевым методом. Каждая схема состоит из источника известного напряжения (тока) с отсчетным устройством и указателя равновесия (гальванометра). Источники известного напряжения (тока) выполняют функции меры. Калиброванное напряжение (ток) изменяют до тех пор, пока гальванометр не

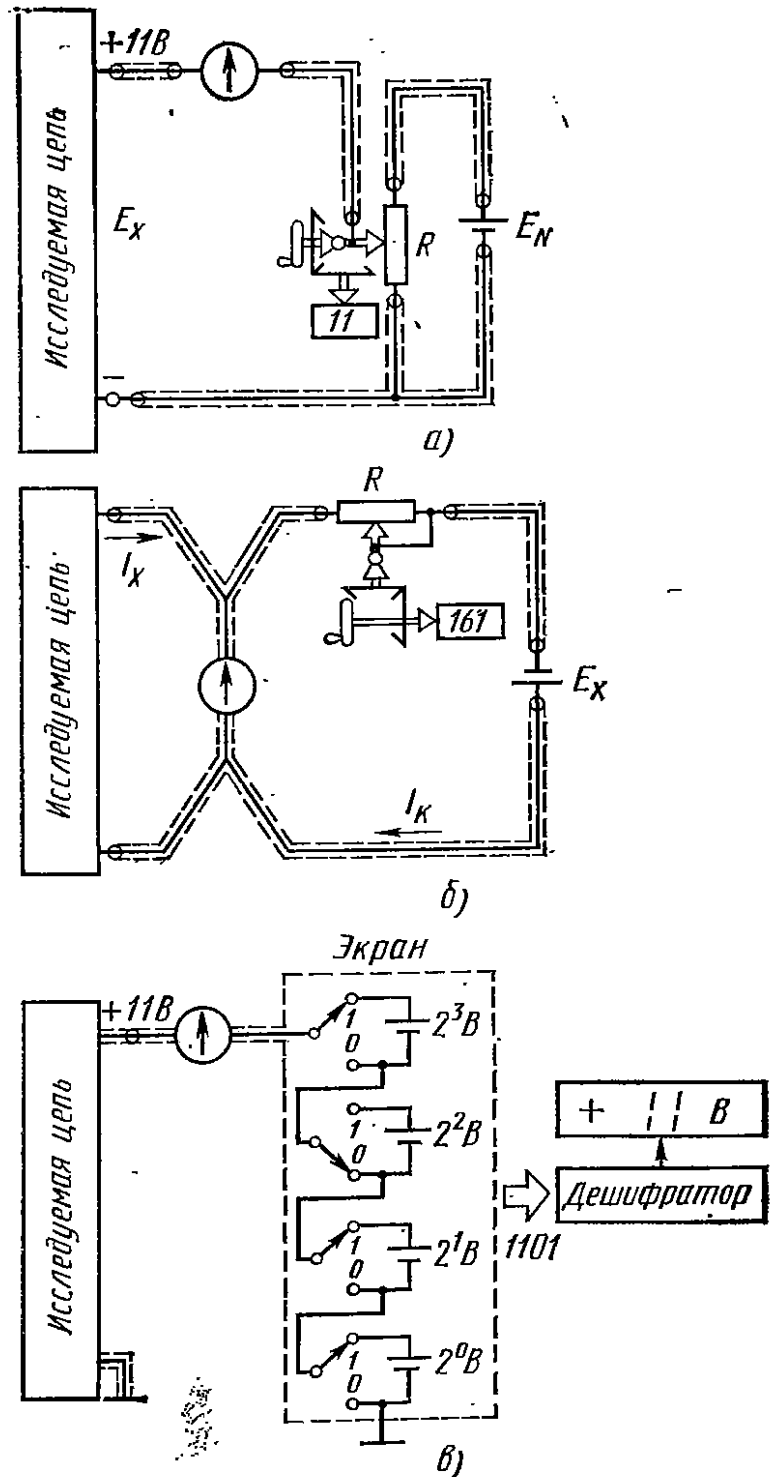


Рис. 3.1. Измерение методом сравнения:
а, в — напряжения, б — тока

зафиксирует равенство значений сравниваемых величин. После этого об измеряемой величине судят по показанию отсчетного устройства. Изображение экранированных проводов на рис. 3.1 имеет целью подчеркнуть, что высокая достоверность результатов измерений возможна лишь при наличии должных мер защиты от воздействия внешних помех.

Преимуществом нулевого метода сравнения является практическое отсутствие нарушения исходного электрического режима

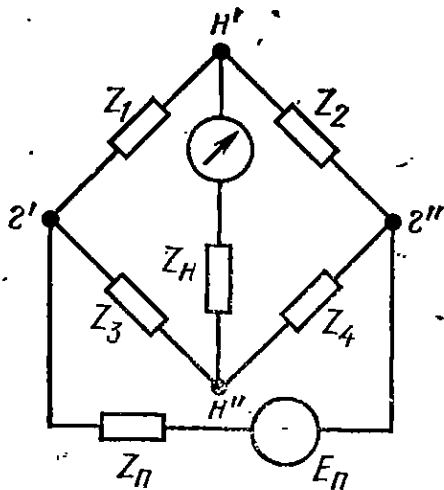


Рис. 3.2. Схема мостовой измерительной цепи

исследуемой цепи из-за подключения измерительной схемы. Действительно, в момент компенсации измеряемой величины ток через гальванометр не протекает и мощность, потребляемая прибором, близка к нулю. Метод сравнения применяют как для измерения величин, содержащих запас энергии (напряжение, ток или мощность), так и для измерения параметров элементов электрических цепей: сопротивлений, индуктивностей и емкостей. Для измерения последних применяют *мостовые* и *резонансные* измерительные схемы.

На рис. 3.2 представлена простейшая мостовая измерительная схема, к которой могут быть приведены более сложные мостовые схемы. Известно, что мост будет находиться в равновесии ($I_{HH''} = 0$), если сопротивления плеч удовлетворяют равенству

$$\underline{Z}_1 \underline{Z}_4 = \underline{Z}_2 \underline{Z}_3. \quad (3.1)$$

Полагая сопротивления трех плеч уравновешенного моста известными, сопротивление четвертого плеча (например, Z_1) найдем из соотношения

$$\underline{Z}_x = \underline{Z}_1 = \underline{Z}_2 \underline{Z}_3 / \underline{Z}_4. \quad (3.2)$$

Точность измерения зависит от значений паразитных параметров схемы включения исследуемого элемента в мостовую цепь. Широко используемые для измерения относительно больших величин мостовые схемы имеют существенные ограничения по точности при измерениях малых активных сопротивлений, емкостей и индуктивностей.

Измерения с помощью резонансных схем основаны на использовании зависимости между резонансной частотой колебательного контура и параметрами его элементов

$$f_{\text{рез}} = 1 / (2\pi \sqrt{LC}).$$

С помощью резонансных схем удобно осуществлять измерение посредством замещения, при котором один и тот же эффект (например, резонанс на фиксированной частоте) повторяется дважды:

первый раз — с измеряемым элементом, второй — с мерой той же физической природы. За результат измерения принимают значение, равное величине меры при резонансе. Резонансные схемы удобны при точных измерениях относительно малых значений само- и взаимной индукции, малых сопротивлений, емкостей, тангенсов углов потерь конденсаторов и т. д. Так как измерения осуществляют на относительно высоких частотах, то резонансные схемы целесообразно использовать при измерении параметров радиодеталей. Так как измерительной схемой может служить LC -генератор или резонансный контур, то различают способы измерения с включением исследуемого элемента в пассивную или активную резонансную цепь. Подробное изложение реализаций метода сравнения для измерения параметров элементов электрических цепей приведено в гл. 13.

Изменение величины, воспроизводимой мерой, может быть как непрерывным (см. рис. 3.1, а, б), так и дискретным (см. рис. 3.1, в). Дискретное изменение величины, воспроизводимой мерой, широко используют в цифровых вольтметрах, автоматических мостовых схемах, программно-управляемых цифровых частотомерах с синтезаторами частот и т. д.

Упрощенная схема для точных измерений постоянного напряжения компенсационным методом представлена на рис. 3.3:

Преимуществом измерительной схемы является облегченный режим работы нормального элемента, выполняющего роль меры э. д. с. При измерении напряжения E_x необходимо выполнить следующие операции: поставить переключатель $Kл$ в положение 1; затем, перемещая движок $Д$ потенциометра R , добиться нулевого показания гальванометра. При этом имеем $I_p R_N = E_N$ или $I_p = E_N / R_N$, где I_p — сила тока вспомогательного источника напряжения $E_{всп}$; R_N — сопротивление между точкой A и движком $Д$ в момент уравнивания э. д. с. E_N . Далее ключ $Kл$ переводят в положение 2 и аналогично уравнивают измеряемое напряжение E_x . При этом

$$E_x = I_p R_x, \quad (3.3)$$

где R_x — сопротивление между A и движком $Д$ в момент равновесия. Подставив значение I_p , получим

$$E_x = E_N \frac{R_x}{R_N}. \quad (3.4)$$

Формула устанавливает связь между измеряемым напряжением E_x , э. д. с. нормального элемента E_N и отношением сопротивлений потенциометра R_x / R_N .

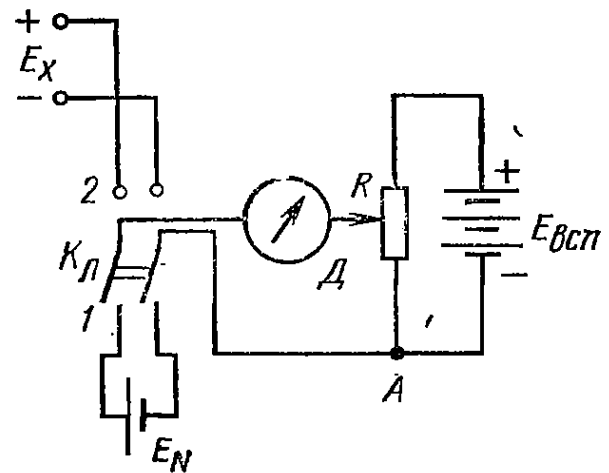


Рис. 3.3. Схема точного измерения постоянного напряжения методом сравнения

Соответственно, точность измерения E_x определяется стабильностью рабочего тока, точностью калибровки и разрешающей способностью шкалы потенциометра, чувствительностью гальванометра (схемы сравнения) и тщательностью выполнения операций сравнения.

Нормальные элементы в качестве меры э. д. с. используют сравнительно редко. В переносных измерительных приборах их место заняли кремниевые стабилитроны. Одновременное использование в источниках калиброванного напряжения интегральных микросхем позволило свести к минимуму нагрузку на стабилитрон и

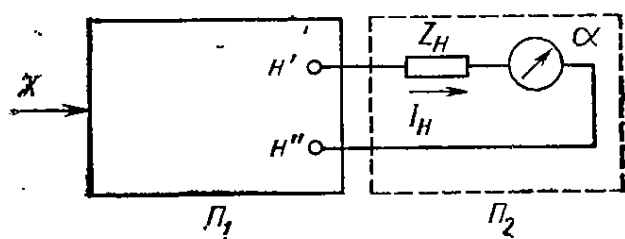


Рис. 3.4. Определение чувствительности измерительных схем сравнения

тем самым в полной мере выявить их прецизионные свойства. Малые габариты стабилитронов облегчили решение задачи термостатирования.

Из изложенного следует, что для получения результата измерения необходимо выполнить ряд предварительных операций, приводящих измерительные цепи в определенное

состояние. При этом точность измерения определяется тщательностью выполнения этих операций. Последнее определяет требования, предъявляемые к квалификации персонала, производящего измерения, а также к чувствительности схем и индикаторов сравнения. Недостаточная чувствительность индикатора к разности сравниваемых величин является источником дополнительных погрешностей. Поэтому чувствительность схем сравнения относится к одной из основных метрологических характеристик измерительных приборов сравнения.

§ 3.2. Чувствительность схем сравнения

Дадим определение и установим зависимость чувствительности схем сравнения от их параметров. Допустим, что схема сравнения (рис. 3.4) для измерения электрической величины X имеет на выходе стрелочный индикатор. Обозначим: α_0 — угол, определяющий исходное положение стрелки индикатора, и $\Delta\alpha$ — изменение угла α , обусловленное приращением ΔX измеряемой величины X . Под абсолютной чувствительностью схемы сравнения S_{abc}^{α} понимают предел отношения:

$$S_{abc}^{(\alpha)} = \lim_{\Delta X \rightarrow 0} \frac{\Delta\alpha}{\Delta X} = \frac{d\alpha}{dX}. \quad (3.5)$$

Чувствительность схем сравнения, состоящих из измерительной цепи Π_1 и индикатора Π_2 , равна произведению чувствительности этих элементов. В зависимости от вида выходной величины различают чувствительность измерительных цепей по току или напряжению.

Под абсолютной чувствительностью измерительной цепи по току понимают предел отношения приращения выходного тока ΔI_H в режиме короткого замыкания ($Z_H \rightarrow 0$) к вызвавшему его приращению ΔX измеряемой величины X :

$$S_{\text{abc}}^{(I)} = \lim_{\Delta X \rightarrow 0} \frac{\Delta I_{\text{н}}}{\Delta X} = \frac{dI_{\text{н}}}{dX}. \quad (3.6)$$

Соответственно абсолютная чувствительность измерительной цепи по напряжению есть предел отношения приращения выходного напряжения $\Delta U_{\text{н}}$ в режиме холостого хода ($Z_{\text{н}} \rightarrow \infty$) к приращению измеряемой величины ΔX :

$$S_{\text{abc}}^{(U)} = \lim_{\Delta X \rightarrow 0} \frac{\Delta U_{\text{н}}}{\Delta X} = \frac{dU_{\text{н}}}{dX}. \quad (3.7)$$

Применение первого или второго из приведенных показателей чувствительности определяется свойствами входной цепи последующего индикатора. Так, если нагрузкой измерительной цепи служит магнитоэлектрический гальванометр или усилитель на биполярных транзисторах ($Z_{\text{н}}$ мало), то больший практический интерес представляет чувствительность по току.

Соответственно чувствительность схемы сравнения

$$S_{\text{abc}}^{(\alpha)} = \frac{d\alpha}{dX} = S_{\text{abc}}^{(I)} S_I^{(\alpha)}, \quad (3.8)$$

где $S_I^{(\alpha)}$ — чувствительность индикатора (вместе с усилителем тока).

Если нагрузкой измерительной цепи служит усилитель с высоким входным сопротивлением (на униполярных транзисторах или лампах), то чувствительность схемы сравнения

$$S_{\text{abc}}^{(\alpha)} = \frac{d\alpha}{dX} = S_{\text{abc}}^{(U)} S_U^{(\alpha)}, \quad (3.9)$$

где $S_U^{(\alpha)}$ — абсолютная чувствительность индикатора (вместе с усилителем) по напряжению.

В ряде случаев, например при оценке оптимальности выбора параметров измерительной цепи, целесообразно ее чувствительность выразить через отношение приращения выходной величины к относительному изменению измеряемой величины, равному $\Delta x = \Delta X/X$.

Соответственно величины

$$S_{\text{отн}}^{(I)} = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta I_{\text{н}}}{\Delta x} = \frac{dI_{\text{н}}}{dx} \quad (3.10)$$

и

$$S_{\text{отн}}^{(U)} = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta U_{\text{н}}}{\Delta x} = \frac{dU_{\text{н}}}{dx}$$

называют относительной чувствительностью измерительной цепи соответственно по току или по напряжению.

Значения абсолютной и относительной чувствительности связаны соотношениями

$$S_{\text{отн}}^{(I)} = X S_{\text{abc}}^{(I)} \quad (3.11)$$

и

$$S_{\text{отн}}^{(U)} = X S_{\text{abc}}^{(U)}.$$

Установим зависимость реальной чувствительности измерительной цепи по току от величины входного сопротивления последующего индикатора. На рис. 3.4 в общем виде представлена линейная измерительная цепь с выделенной ветвью индикатора. Пусть $Z_{\text{н}}$ — сопротивление ветви индикатора (нагрузки) и $Z_{\text{н.вх}}$ — входное сопротивление измерительной цепи со стороны зажимов $H'—H''$, временно являющееся ее выходным сопротивлением, как источника напряжения

(тока) для ветви индикатора. Согласно теореме об активном двухполюснике (теорема Гельмгольца — Тевенена), сила тока в ветви индикатора при отсутствии равновесия (компенсации)

$$I_H = \frac{U_{H\infty}}{Z_H + Z_{H.BX}}, \quad (3.12)$$

где $U_{H\infty}$ — напряжение между зажимами H' — H'' в режиме холостого хода. Продифференцировав последнее выражение по X , получим

$$\frac{dI_H}{dX} = S_{abc}^{(I)} = \frac{\frac{dU_{H\infty}}{dX} (Z_H + Z_{H.BX}) - U_{H\infty} \frac{d}{dX} (Z_H + Z_{H.BX})}{(Z_H + Z_{H.BX})^2},$$

но так как Z_H от X не зависит, а $dU_{H\infty}/dX = S_{abc}^{(U)}$, то

$$S_{abc}^{(I)} = \frac{S_{abc}^{(U)}}{Z_H + Z_{H.BX}} - \frac{I_H}{Z_H + Z_{H.BX}} \frac{dZ_{H.BX}}{dX}. \quad (3.13)$$

Для уравновешенных (балансных) измерительных цепей в режиме, близком к состоянию равновесия $I_H \approx 0$, имеем

$$S_{0abc}^{(I)} = \frac{S_{0abc}^{(U)}}{Z_H + Z_{H.BX}}; \quad S_{0отн}^{(I)} = \frac{S_{0отн}^{(U)}}{Z_H + Z_{H.BX}}. \quad (3.14)$$

Из приведенных соотношений следует, что реальная чувствительность схем сравнения зависит не только от параметров последних, но также и от параметров всей измерительной цепи.

Устройства и схемы сравнения широко используются в аналоговых и цифровых измерительных приборах.

§ 3.3. Принципы построения цифровых измерительных приборов

Цифровые приборы — наиболее быстро развивающийся вид средств измерений (СИ). Последнее обусловлено не только их преимуществами как автономных приборов, но также и той ролью, которую они играют в современных измерительных системах. Цифровые приборы обладают высоким быстродействием, точностью и помехоустойчивостью. Они легко сопрягаются с вычислительной техникой.

Цифровыми измерительными приборами (ЦИП) называют приборы, автоматически вырабатывающие дискретные сигналы измерительной информации, показания которых представлены в цифровой форме. Под дискретными понимают сигналы, значение которых выражено числом импульсов, особенностью их расположения на оси времени и т. д. Систему правил для представления информации с помощью дискретных сигналов называют кодом. Дискретные сигналы в отличие от непрерывных могут иметь лишь конечное число значений, определяемое выбранным кодом. Цифровая форма представления результата измерения по сравнению с аналоговой ускоряет считывание и уменьшает вероятность субъективных ошибок.

Структурные схемы цифровых приборов могут иметь существенные различия. Вначале ознакомимся с принципом действия универсального цифрового прибора. В последующих главах рассмотрены особенности, присущие приборам разного назначения.

Универсальный цифровой прибор (рис. 3.5) состоит из предварительного и аналого-цифрового преобразователей, декадного счетчика, преобразователя кода (дешифратора) и цифрового отсчетного устройства (знакового индикатора).

Предварительный преобразователь преобразует измеряемую величину произвольной физической природы в пропорциональное напряжение постоянного тока или соответствующий интервал времени.

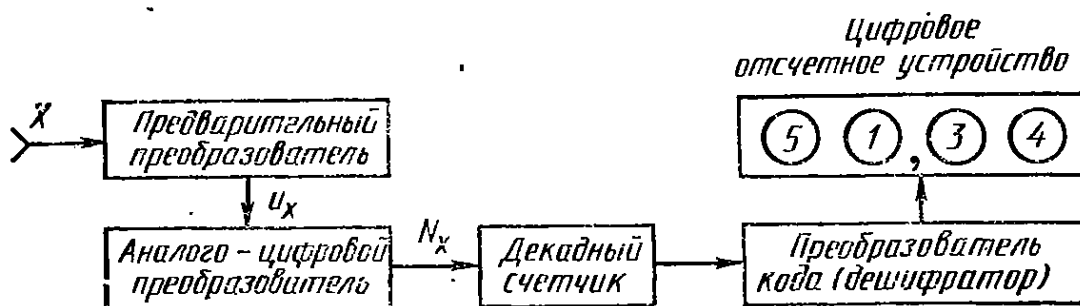


Рис. 3.5. Обобщенная структурная схема цифрового измерительного прибора

Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) осуществляет преобразование напряжения или интервала времени в дискретный сигнал измерительной информации. Процесс преобразования включает (рис. 3.6) дискретизацию, квантование и цифровое кодирование.

Под дискретизацией понимают такую операцию, в результате которой аналоговая входная величина $X(t)$ (рис. 3.6, а) сохраняет свои значения лишь для определенных моментов времени, называемых моментами дискретизации (рис. 3.6, б). Интервал времени Δt между двумя последовательными моментами дискретизации называют шагом дискретизации.

Под квантованием (рис. 3.6, в) понимают операцию замены истинных мгновенных значений измеряемой величины ближайшими фиксированными значениями из известной совокупности дискретных величин, называемых уровнями квантования. На рис. 3.6, в уровни квантования представлены значениями X_1, X_2, \dots, X_6 . В цифровых приборах совокупность уровней квантования образуют в результате масштабного деления напряжения меры э. д. с., и поэтому их числовые значения известны с высокой степенью точности. Разность ΔX между двумя уровнями называют интервалом квантования. Затем (рис. 3.6, г) квантованные величины преобразуют в пропорциональное число кратковременных импульсов (унитарный код). Соответственно в отсчетном устройстве этот код преобразуется в сигналы, удобные для передачи или зрительного восприятия.

Процесс дискретизации и квантования измеряемой величины сопровождается появлением погрешностей, специфичных для цифровых приборов. Так, операция дискретизации при чрезмерно большом шаге Δt влечет за собой потерю части исходной информации. Максимально допустимое значение Δt_{\max} определяется шириной частотного спектра измеряемой величины $X(t)$ по известной теореме В. А. Котельникова.

Операция квантования сопровождается появлением случайных погрешностей округления. Если полагать, что случайные погрешности округления δ распределены равномерно в пределах от $-\Delta X/2$ до $\Delta X/2$, то среднеквадратическая ошибка квантования определяется соотношением (2.7) и составит $\Delta X^2/12$.

Отметим, что погрешность квантования пропорциональна квадрату интервала квантования ΔX .

Практически цифровое кодирование квантованных значений X_i (рис. 3.6, в, г) осуществляется в два этапа. Вначале X_i преобразуют в пропорциональное число кратковременных импульсов N_i (унитарный код), а затем исходный код преобразуется в двоично-десятичный (например, 8—4—2—1). Последний упрощает представление измерительной информации в наиболее естественной цифровой форме, а также облегчает возможность сопряжения прибора с автоматизированными

измерительно-вычислительными комплексами.

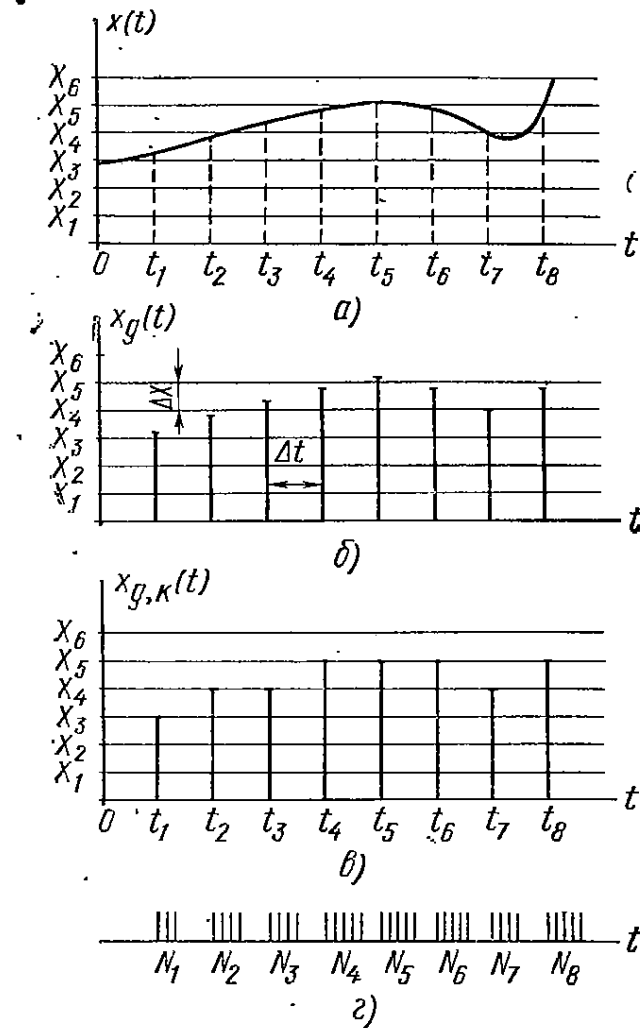


Рис. 3.6. Процесс образования дискретного сигнала измерительной информации:

а — измеряемая величина; б — дискретизация; в — квантование дискретных значений; г — цифровое кодирование квантованных значений (унитарный код)

Декадные счетчики осуществляют преобразование исходного кода в двоично-десятичный. Основным элементом счетчика служат триггерные ячейки. Известно, что если на вход триггерной ячейки поступает последовательность импульсов с частотой f , то частота выходного напряжения будет в два раза меньше. В этом случае говорят, что триггер работает как пересчетная схема с коэффициентом деления (пересчета) $k_{\text{п}}$, равным 2 ($k_{\text{п}}=2^1$). Коэффициент пересчета для n последовательно включенных триггерных ячеек равен 2^n . Если необходимо получить коэффициент пересчета, отличный от 2^n , то в исходную пересчетную схему следует ввести дополнительные обратные связи, уменьшающие общее число устой-

чивых состояний системы триггеров. Пересчетные схемы с коэффициентом пересчета $k_{\text{п}}=10$ называют декадными счетчиками. Они состоят из четырех триггерных ячеек, объединенных прямыми и обратными связями так, что устойчивые состояния (0 или 1) в каждой ячейке возникают по программе, определяемой принятым кодом. В результате индикация числа поступивших импульсов N_i сводится к фиксации состояний четырех триггерных ячеек. Один декадный счетчик позволяет вести счет импульсов в пределах от 0 до 9. Поступление 10-го импульса вызывает появление на выходе счетчика импульса переноса и возврат его в исходное состояние, после чего процесс счета импульсов начинается вновь. Для счета числа импульсов в пределах нескольких десятичных разрядов необходимо последовательное включение соответствующего количества декадных счетчиков. Цифровые приборы обычно содержат от 3 до 9 декадных счетчиков.

Основной характеристикой счетчика, определяющей предельную скорость прямого счета импульсов, является быстродействие. Оно ограничено конечным временем переключения активных элементов триггерных ячеек, а также наличием в них обратных связей. В настоящее время быстродействие серийно выпускаемых счетчиков составляет 150—200 МГц, а предельно достижимое — 500 МГц.

В ряде измерительных приборов декадные счетчики служат основным элементом устройств деления частоты, в том числе и частоты гармонических колебаний. Пересчетные схемы с управляемыми коэффициентами деления используют для формирования периода следования и длительности импульсов, а также как устройства временной задержки.

Дешифратор (преобразователь кода). Осуществляет преобразование двоично-десятичного кода, в котором представлена измерительная информация на выходе декадных счетчиков в сигналы кода, используемого цифровыми индикаторами последующего цифрового отсчетного устройства. Необходимые для измерительной техники дешифраторы выпускают в виде микросхем.

Цифровое отсчетное устройство. Служит для представления результата измерения в виде десятичного числа, удобного для восприятия оператором. Отсчетное устройство состоит из коммутатора и знаковых индикаторов. В качестве последних применяются газоразрядные индикаторные лампы и цифробуквенные индикаторы на основе светоизлучающих диодов, выполненных как интегральные микросхемы.

В виде примера рассмотрим работу цифровой части (без АЦП) измерительного прибора с четырехразрядным отсчетным устройством на газоразрядных индикаторных лампах (рис. 3.7). Четыре декадных счетчика прибора способны зафиксировать любое число импульсов в пределах от 0 до 9999. При этом первый счетчик (декада единиц) осуществляет счет импульсов в пределах от 0 до 9. Соответственно 10-й входной импульс возвращает его в исходное состояние и выдает первый импульс переноса, который поступает на вход второго счетчика (декада десятков). Декада десятков,

воспринимаемая последовательность импульсов переноса, обеспечивает счет десятков импульсов также в пределах от 0 до 9. Соответственно при поступлении 10-го импульса декада десятков возвращается в исходное состояние и одновременно выдает импульс переноса в декаду сотен и т. д. Количество декад можно увеличить в соответствии с пределами измеряемой величины.

Результат измерения, зафиксированный декадами счетчика, поразрядно воспроизводится в виде десятичных цифр на передней панели прибора. Переход от двоичной системы счисления к десятичной осуществляется дешифраторами (рис. 3.8, а), а управ-

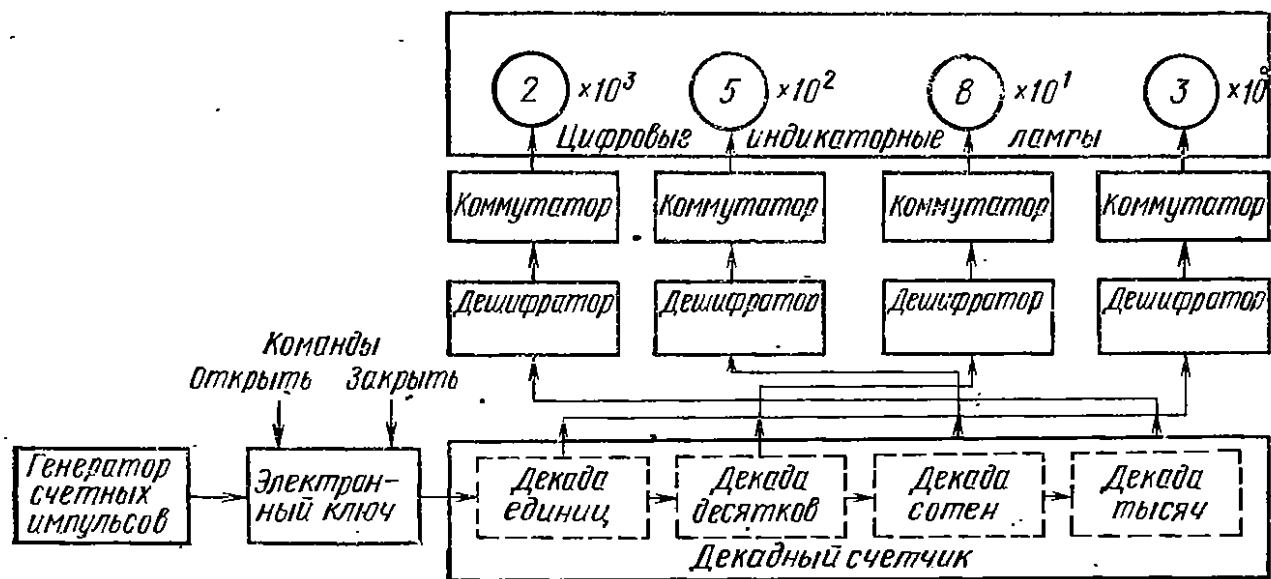
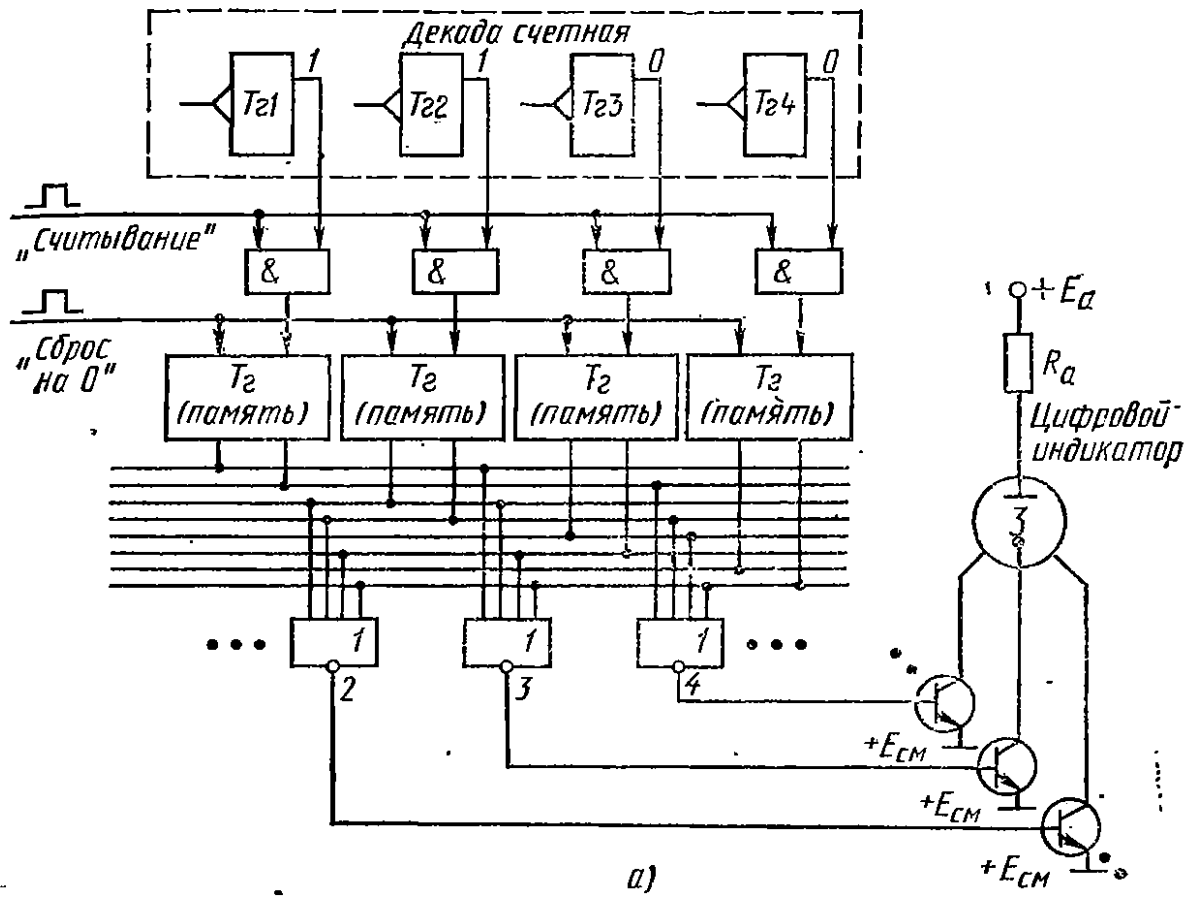


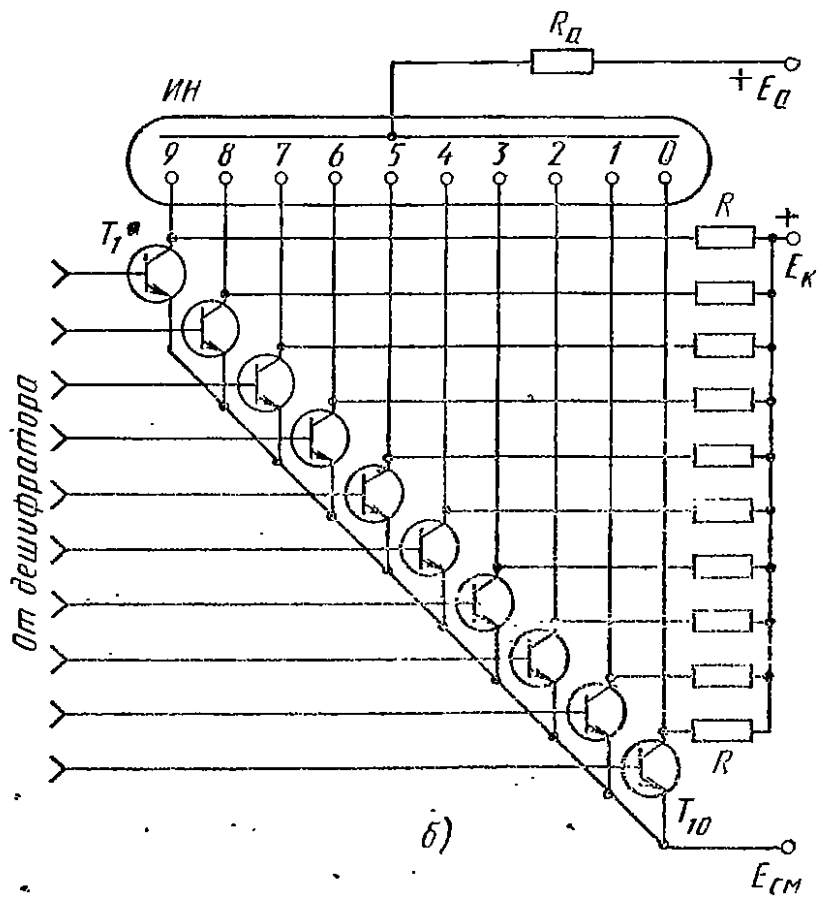
Рис. 3.7. Структурная схема отсчетного устройства цифровых приборов

ление индикаторными лампами — коммутаторами (рис. 3.8, б). Коммутатор состоит из десяти транзисторов, работающих в ключевом режиме. Для высвечивания нужной цифры положительное напряжение с дешифратора поступает на базу транзистора. При этом сопротивление последнего резко уменьшается и между анодом и одним из катодов лампы появляется разность потенциалов, достаточная для ее зажигания. В результате фигурный катод начинает светиться, воспроизводя нужную цифру.

В свою очередь, работой коммутатора управляет дешифратор. На рис. 3.8, а представлена схема дешифратора на логических элементах ИЛИ — НЕ с четырьмя входами. Устройство работает следующим образом. Ячейки памяти на триггерах повторяют распределение высоких и низких потенциалов, установившееся в счетной декаде, соответственно перенося их на восемь шин, к которым в определенном порядке подключено десять схем ИЛИ — НЕ. В результате управляющее напряжение появляется на выходе только того элемента, у которого низкие потенциалы одновременно присутствуют на всех четырех входах. При этом каждый транзистор коммутатора окажется проводящим лишь при вполне определенной комбинации низких уровней, записанных в четырех



а)



б)

Рис. 3.8. Схемы дешифратора (а) и коммутатора (б) цифрового прибора

ячейках счетной декады. Для устойчивой индикации результата измерения между счетной декадой и дешифратором введены ячейки памяти. При этом индикация нового результата осуществляется лишь после того, как произойдет изменение измеряемой величины. Более распространены знаковые индикаторы на светодиодах.

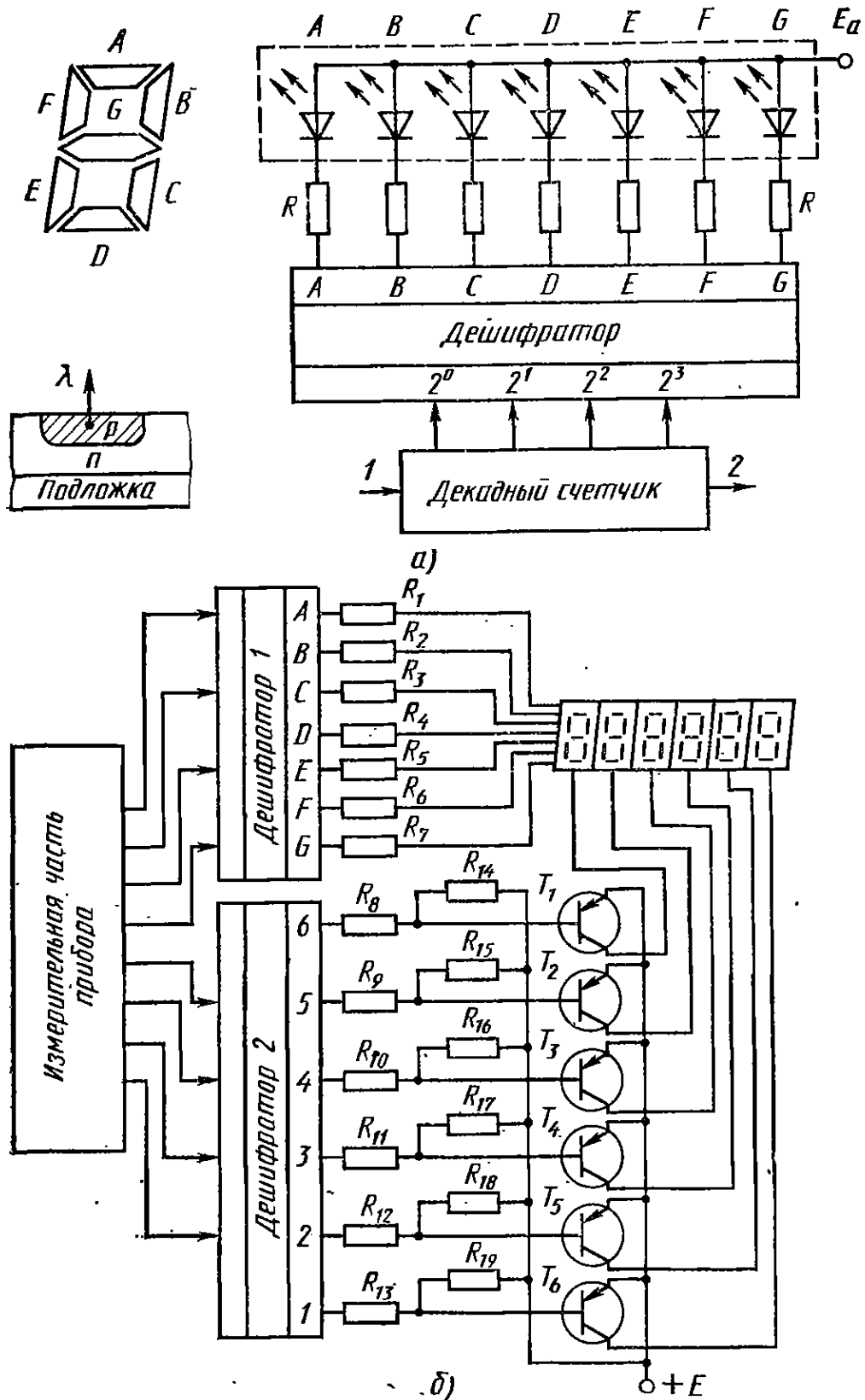


Рис. 3.9. Отображение измерительной информации 7-сегментными цифровыми индикаторами:

а — общий принцип; б — структурная схема управления; 1 — счетные импульсы; 2 — импульсы переноса

Напомним, что светодиод — это твердотельный прибор, *n-p*-переход которого под воздействием электрического поля излучает видимый свет. Знаковый индикатор в этом случае представляет собой интегральную микросхему с диодными структурами (сегментами), выполненными на общей подложке. Сегменты расположены так, что при соответствующем их возбуждении возникает четкое изображение одной из десятичных цифр.

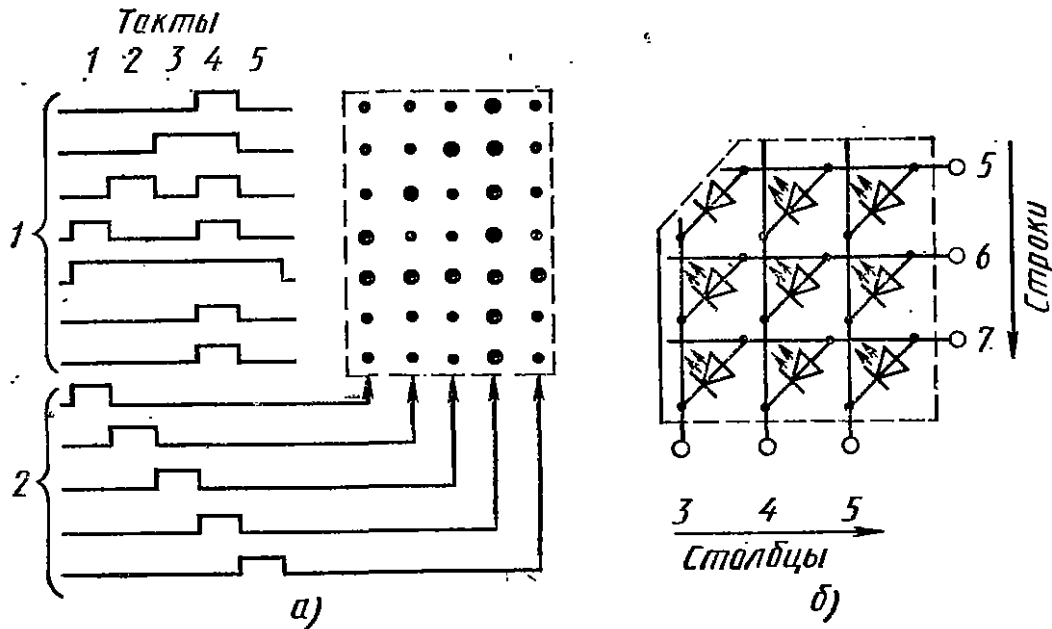


Рис. 3.10. Отображение измерительной информации матричным индикатором: а — временные диаграммы напряжений: 1 — импульсы возбуждения строк; 2 — импульсы возбуждения столбцов; б — структура матрицы из светоизлучающих диодов

По числу сегментов, используемых для воспроизведения цифр, индикаторы делятся на 7—9-сегментные и 35-элементные, а по числу разрядов в одном корпусе — на одnorазрядные и многоразрядные.

Структурная схема устройства для отображения измерительной информации на 7-сегментном индикаторе показана на рис. 3.9, а. Результат измерения, представленный на выходе счетчика двоичным кодом, преобразуется дешифратором в сигналы 7-сегментного кода, которые затем используются для возбуждения индикатора. Дешифраторы выпускаются промышленностью в виде интегральных микросхем.

Функциональная схема устройства управления шестиразрядным 7-сегментным индикатором дана на рис. 3.9, б. В каждом временном такте дешифратор 1 формирует сигналы, необходимые для отображения очередной цифры. Одновременно дешифратор 2 создает импульс, который поступает только на тот разряд, на котором эта цифра должна быть воспроизведена. В очередном такте возбуждается цифра следующего разряда и т. д. При достаточной частоте повторения воспроизведения цифр создается слитное изображение многоразрядного числа.

Существенным недостатком 7-сегментных индикаторов является то, что ошибка в управляющем коде исключает правильное прочтение цифры. Более надежны 35-элементные индикаторы. Структура матрицы и принцип управления индикатором представлены на рис. 3.10. Первоначально информация вводится в семь сдвиговых регистров, а затем последовательно, потактно, поступает в строки. Одновременно при каждом такте на соответствующий столбец матрицы подается селекторный импульс. В результате при наличии сигнала высвечивается лишь один элемент строки.

После каждого такта происходит сдвиг информации в регистрах, а селекторный импульс в очередном такте поступает на следующий столбец. За пять тактов информация, введенная в регистры, полностью воспроизводится на индикаторе. Затем все повторяется вновь. На рис. 3.10, а в качестве примера показан процесс отображения цифры 4. Часть матрицы 35-элементного индикатора со светодиодами показана на рис. 3.10, б.

В заключение отметим, что наличие в структурной схеме цифровых приборов (см. рис. 3.5) предварительного преобразователя, преобразующего произвольную входную величину X в пропорциональное напряжение u_x , придает им широкую универсальность. Подобные приборы позволяют измерять амплитудные и эффективные значения переменных напряжений и токов, сопротивления резисторов, частоту, мощность и другие фундаментальные физические величины.

Промежуточное представление измерительной информации двоично-десятичным кодом (8—4—2—1) облегчает возможность сопряжения цифровых приборов с автоматизированными измерительными системами. Для этой цели в приборах предусматривается интерфейс (см. гл. 16).

§ 3.4. Измерительные преобразователи

Измерительными преобразователями называют средства измерения для выработки измерительной информации в форме, удобной для передачи, последующего преобразования, обработки и хранения, но не для непосредственного восприятия оператором. Преобразуемая величина называется входной, а результат преобразования — выходной величиной.

Основными типами преобразователей являются преобразователи переменного напряжения в постоянное и преобразователи аналоговых величин в цифровой код.

1. Преобразователи переменного напряжения в постоянное обладают высокой точностью преобразования, линейной зависимостью выходной величины от входной, а также широкими частотным и динамическим диапазонами. Преобразователи этого типа подразделяют на выпрямительные и термоэлектрические.

Основным элементом выпрямительных преобразователей является прецизионная выпрямительная схема. На рис. 3.11, а, б представлены упрощенные схемы измерительных преобразователей,

применяемых в цифровых вольтметрах. Выходное напряжение первой схемы равно амплитуде, а второй — 0,636 амплитуды синусоидального напряжения.

Первый преобразователь состоит из пикового выпрямителя (диод D_2 , емкость C) и схемы компенсации прямого падения напряжения на диоде D_1 . Последняя состоит из однотипного диода D_2 , на котором создается компенсирующее напряжение, источника э. д. с. E (около 1,5 В) и резистора R (около 10 кОм).

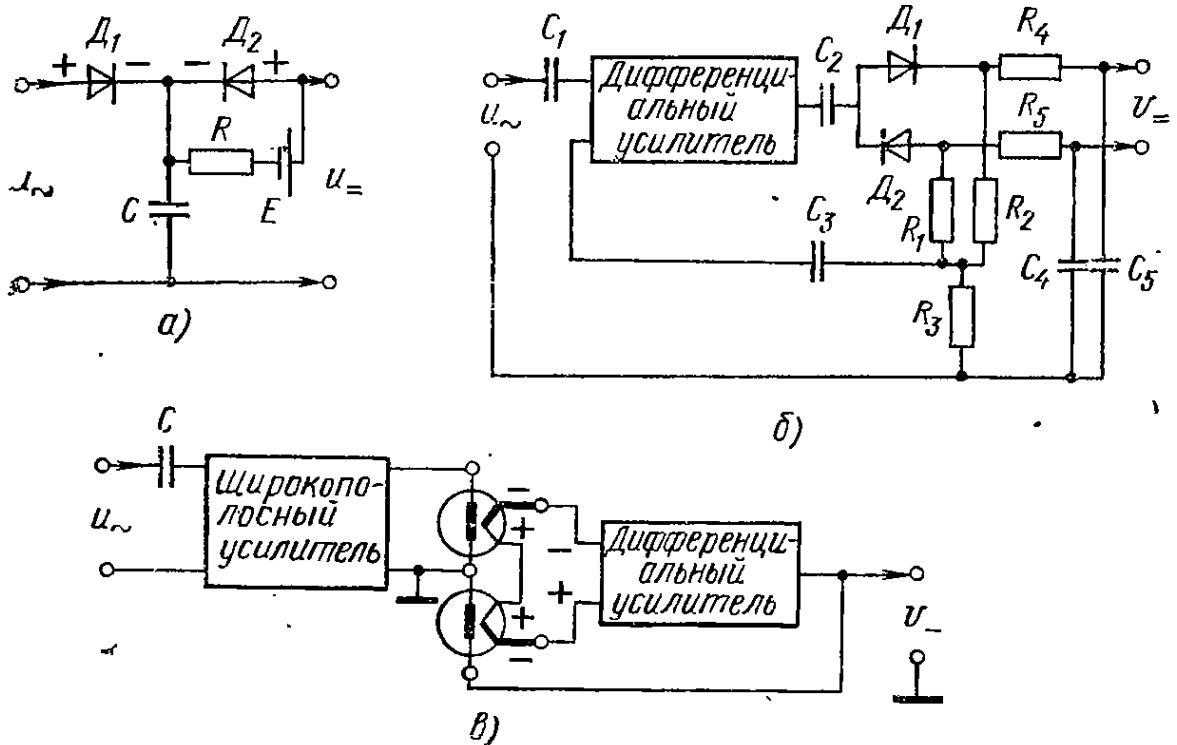


Рис. 3.11. Измерительные преобразователи переменного напряжения в постоянное:

а — выпрямительный преобразователь амплитудного значения; *б* — выпрямительный преобразователь с отрицательной обратной связью; *в* — термоэлектрический преобразователь с отрицательной обратной связью

Во втором преобразователе входное напряжение после усиления поступает на двухполупериодный выпрямитель (диоды D_1 и D_2) и затем, после сглаживания CR -фильтрами, на симметричный выход. Расширение динамического диапазона и повышение точности преобразования достигается за счет применения дифференциального усилителя с большим коэффициентом усиления и цепи обратной связи на резисторах R_1 , R_2 и R_3 . На резисторе R_3 образуется напряжение, совпадающее по форме с выходным напряжением усилителя, которое затем в качестве напряжения отрицательной обратной связи поступает на вход дифференциального усилителя. Частотный предел работы схемы определяется величинами паразитных емкостей.

Прецизионные измерительные преобразователи, выходное напряжение которых пропорционально действующему значению входного напряжения, независимо от формы последнего можно создать на базе термоэлектрических преобразователей. Термоэлектрические

ский преобразователь состоит из нагревателя — проводника, по которому протекает измеряемый ток, и термопары, расположенной в непосредственной близости от нагревателя. Термопреобразователь помещается в стеклянный баллон, в котором создают сильное разрежение. Количество теплоты, выделяемой нагревателем, и значение э. д. с., развиваемой термопарой, пропорциональны квадрату действующего значения тока. На рис. 3.11, в приведена упрощенная схема прецизионного термоэлектрического преобразователя, собранного на дифференциальном усилителе. Наличие отрицательной обратной связи, введенной с помощью второго термопреобразователя, обеспечивает высокую точность преобразования напряжения произвольной формы, а также широкие частотный и динамический диапазоны работы.

Аналого-цифровые преобразователи подразделяют на преобразователи прямого преобразования и с отрицательной обратной связью.

Преобразователи прямого преобразования бывают трех типов:

а) *преобразователи временного преобразования.* В устройствах этого типа измеряемое напряжение первоначально преобразуется во временной интервал, длительность которого фиксируется посредством заполнения его кратковременными импульсами со строго стабильной частотой;

б) *преобразователи частотного преобразования.* При этом измеряемое значение преобразуется в последовательность импульсов, частота следования которых пропорциональна входному напряжению;

в) *преобразователи пространственного преобразования.* Измеряемая величина предварительно преобразуется в перемещение или угол поворота некоторого указателя, положение которого определяется специальной «кодовой маской» (кодовые диски, электронно-лучевые трубки и т. д.). При этом значение измеряемой величины обычно кодируется в так называемом коде Грея.

2. Аналого-цифровой преобразователь временного преобразования (рис. 3.12, а) состоит из генератора счетных импульсов, временного селектора, управляемого триггером, генератора пилообразного напряжения и двух схем сравнения. Генератор счетных импульсов формирует последовательность кратковременных импульсов u_5 со строго стабильной частотой следования F_0 . Генератор пилообразного напряжения формирует линейно нарастающее напряжение с постоянной крутизной $S = \text{tg } \alpha$, а схемы сравнения фиксируют моменты его равенства соответственно нулевому потенциалу и измеряемому напряжению. Очередной цикл преобразования u_x начинается в момент t_1 , когда пилообразное напряжение достигает нулевого потенциала. В этот момент нижняя схема сравнения формирует импульс, который опрокидывает триггер и открывает временной селектор. В результате на выход АЦП начинают поступать счетные импульсы. Временной селектор закро-

ется вновь в момент t_2 , когда пилообразное напряжение сравнивается с измеряемым.

Длительность интервала времени $T_x = (t_2 - t_1)$ открытого состояния временного селектора, а также число импульсов N_x на выходе АЦП пропорциональны u_x :

$$T_x = u_x / S; \quad N_x = F_0 T_x.$$

При соответствующем выборе S и F_0 последующее отсчетное устройство зафиксирует значение измеряемого напряжения u_x в вольтах.

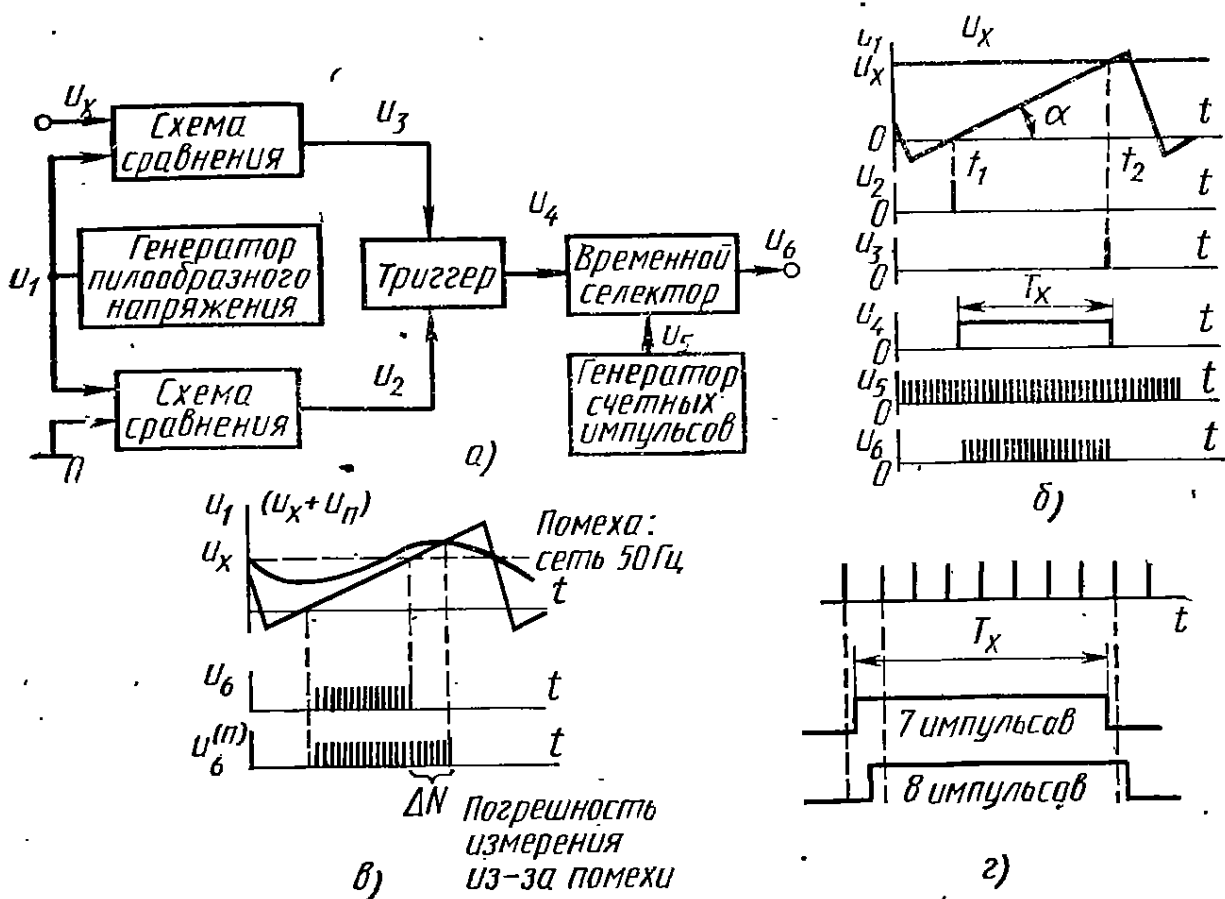


Рис. 3.12. Времяимпульсный преобразователь аналоговой величины в цифровой код:

а — структурная схема; б — временные диаграммы напряжений; в — погрешность преобразования из-за помех (наводка из сети 50 Гц); г — погрешность дискретности

Точность преобразования определяется значением и стабильностью частоты счетных импульсов, линейностью и стабильностью пилообразного напряжения, длительностью переходных процессов во временном селекторе и точностью работы схем сравнения. Под точностью работы последних понимают степень совпадения момента формирования выходного импульса с моментом равенства сравниваемых напряжений. Неопределенность отсчета N_x (погрешность дискретности), равная одному счетному импульсу (рис. 3.12, г), обусловлена случайностью взаимного расположения интервала T_x и последовательности счетных импульсов.

Преимуществом АЦП с временным преобразованием является простота, а недостатком — низкая помехоустойчивость. Действительно, при наложении на u_x помех длительность интервала T_x будет претерпевать случайные отклонения, которые следует рассматривать как погрешность. Наибольшее мешающее воздействие оказывают наводки из промышленной сети 50 Гц (рис. 3.12, в).

Повышенной помехоустойчивостью обладают интегрирующие АЦП, в которых осуществляется предварительное преобразование измеряемого напряжения $u_x(t)$ согласно соотношению

$$u_{x \text{ вых}} = \frac{1}{CR} \int_0^{T_H} u_x(t) dt,$$

где CR — постоянная интегрирования; T_H — интервал интегрирования.

Эффективность подавления помех резко возрастает при условии, что интервал интегрирования равен или в целое число раз превосходит период напряжения помехи.

Различают интегрирующие АЦП с промежуточным преобразованием напряжения во временной интервал или частоту следования импульсов.

Интегрирующий АЦП временного преобразования (рис. 3.13, а) содержит аналоговый интегратор, схему сравнения, генератор счетных импульсов, источник опорного напряжения $E_{оп}$, ключ и схему управления ключами. Работа последней для успешного подавления наводок промышленной частоты синхронизируется напряжением сети 50 Гц.

Вначале рассмотрим работу АЦП при отсутствии помех. Преобразование напряжения u_x в пропорциональный интервал времени T_x осуществляется в два этапа.

Первый этап (ключи — в положении 1). На вход интегратора поступает напряжение u_x . Так как интервал интегрирования выбран равным периоду напряжения сети ($T_H = t_2 - t_1 = 2 \cdot 10^{-2} \text{ с} = T_c$), то в момент t_2 напряжение на выходе интегратора

$$u_{x \text{ вых}}^{(1)} = \frac{1}{CR} \int_{t_1}^{t_2} u_x dt = \frac{u_x}{CR} (t_2 - t_1) = \frac{T_c}{CR} u_x. \quad (3.15)$$

Второй этап (ключи — в положении 2). На вход интегратора поступает эталонное напряжение $E_{оп}$, полярность которого противоположна полярности u_x . Вторым этапом закончится в момент t_3 , когда выходное напряжение интегратора станет равным нулю и сбросится схема сравнения. При этом ключи займут нулевое положение.

Длительность второго этапа преобразования u_x определим из соотношения

$$u_{x \text{ вых}}^{(2)} = u_{x \text{ вых}}^{(1)} + \frac{1}{CR} \int_{t_2}^{t_3} (-E_{оп}) dt = \frac{T_c}{CR} u_x - \frac{E_{оп}}{CR} (t_3 - t_2) = 0$$

или, обозначив $t_3 - t_2 = T_x$, имеем

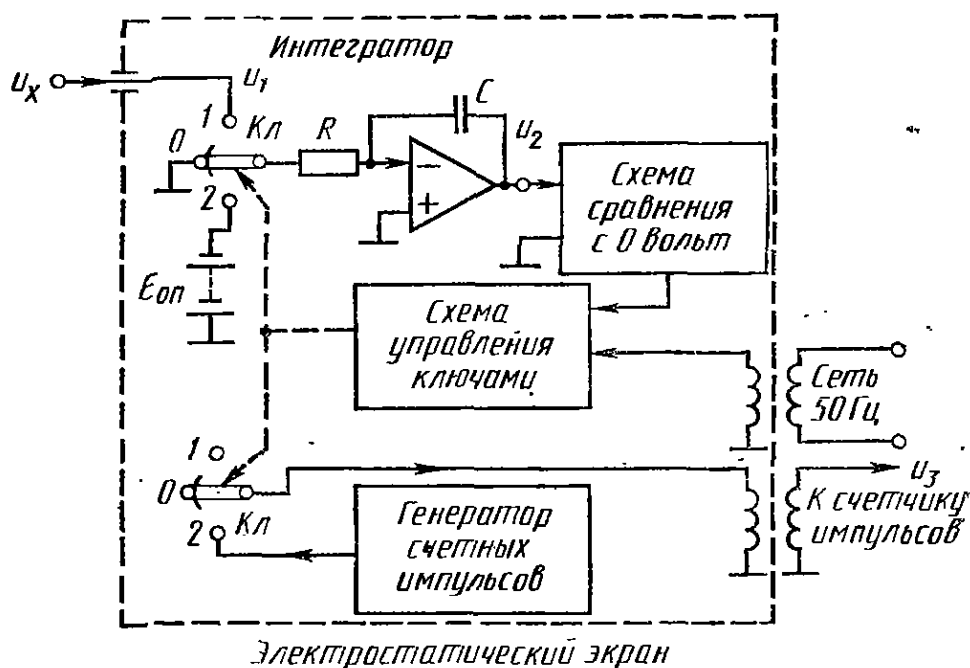
$$1/CR (T_c u_x - E_{оп} T_x) = 0. \quad (3.16)$$

Разрешив полученное равенство относительно T_x , получим

$$T_x = \frac{T_c}{E_{оп}} u_x.$$

Таким образом, временной интервал T_x действительно пропорционален входному напряжению u_x .

Соответственно цифровой эквивалент N_x преобразуемого напряжения u_x составит



а)

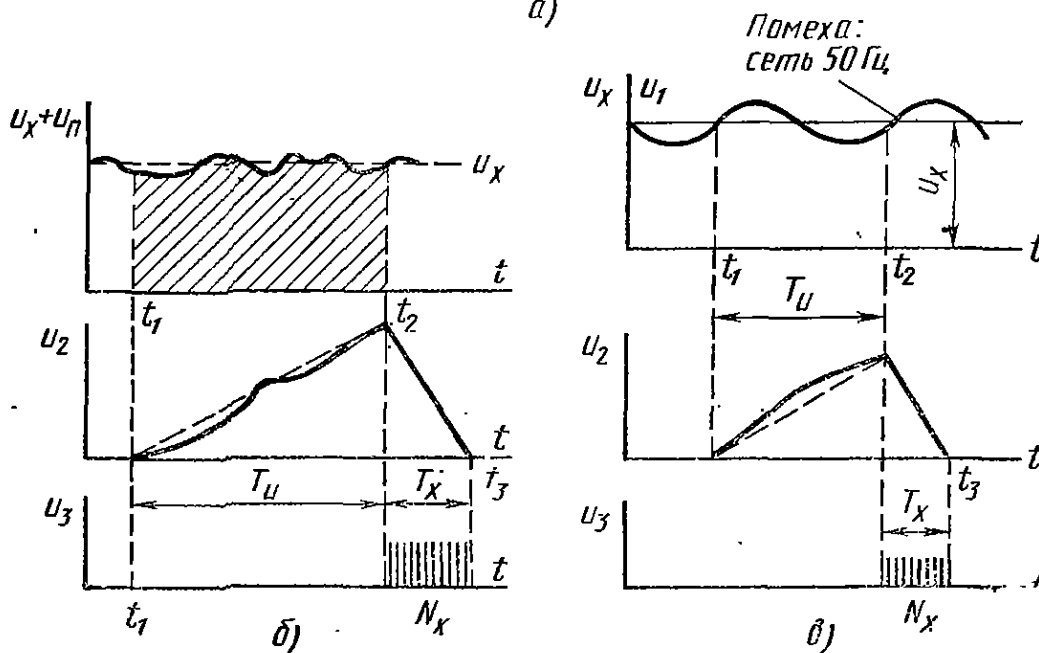


Рис. 3.13. Интегрирующий преобразователь аналоговой величины в цифровой код: а — структурная схема; б — временные диаграммы напряжений; в — временные диаграммы напряжений при воздействии помехи (наводка из сети 50 Гц)

$$N_x = F_0 T_x = \frac{F_0 T_c}{E_{оп}} u_x, \quad (3.17)$$

где F_0 — частота счетных импульсов.

Масштаб преобразования определяется выбором значений F_0 и $E_{оп}$.

Из полученных соотношений следует, что N_x не зависит от постоянной интегрирования CR . Это означает, что долговременная нестабильность параметров C и R интегратора не окажет заметного влияния на точность преобразования.

Процесс подавления помех интегрирующими АЦП поясняет рис. 3.13, б. Очевидно, что чем больше интервал интегрирования $T_{ин}$, тем выше помехоустойчивость прибора. Убедимся далее в эффективности интегрирующих АЦП при подавлении наводок из промышленной электросети.

Допустим, что преобразуемое напряжение $u_x(t)$ кроме u_x содержит аддитивную помеху с частотой сети 50 Гц (рис. 3.13, в):

$$u_x(t) = u_x + U_c \sin \omega_c t, \quad (3.18)$$

где U_c — амплитуда помехи (наводка из сети); ω_c — частота помехи (50 Гц).

К концу первого этапа преобразования напряжение на выходе интегратора составит

$$u_{x\text{вых}}^{(1)} = \frac{1}{CR} \int_0^{T_{ин}} u_x(t) dt = \frac{T_{ин}}{CR} u_x + \frac{U_c}{\omega_c CR} \left(1 - \cos \frac{2\pi}{T_c} T_{ин} \right).$$

Если интервал интегрирования $T_{ин}$ равен одному или нескольким периодам помехи T_c , то помеха на результат интегрирования u_x не влияет:

$$u_{x\text{вых}}^{(1)} = \frac{T_c}{CR} u_x. \quad (3.19)$$

И, следовательно, результат преобразования, как и при отсутствии помех, определяется соотношением (3.17).

Интегрирующий АЦП частотного преобразования (рис. 3.14) состоит из аналогового интегратора, схемы сравнения и схемы формирования прямоугольных импульсов напряжения (импульсов сброса). Последняя схема включена в цепь обратной связи преобразователя, работает в ждущем режиме и генерирует импульсы постоянной амплитуды E_0 и неизменной длительности t_0 .

Допустим, что в исходном режиме конденсатор C разряжен и выходное напряжение интегратора равно нулю. Пусть в момент времени $t=0$ на вход интегратора поступило постоянное напряжение отрицательной полярности u_x . При этом выходное напряжение интегратора будет линейно расти со скоростью, пропорциональной абсолютному значению u_x . Затем это напряжение поступает на схему сравнения. Через интервал времени Δt , длительность которого обратно пропорциональна u_x , выходное напряжение инте-

гратора достигает значения $E_{пор}$. В этот момент срабатывает схема сравнения и посылает в цепь обратной связи короткий импульс. Под его влиянием схема формирования создает одиночный прямоугольный импульс сброса, полярность которого противоположна полярности u_x . Параметры импульса E_0 и t_0 выбраны так, что при его поступлении конденсатор C полностью разряжается, а выходное напряжение интегратора понижается до нуля. Затем все повторяется вновь. Очевидно, что крутизна выходного напряжения интегратора, а следовательно, и частота импульсов сброса F_x находятся в прямой зависимости от u_x . Установим зависимость между F_x и u_x .

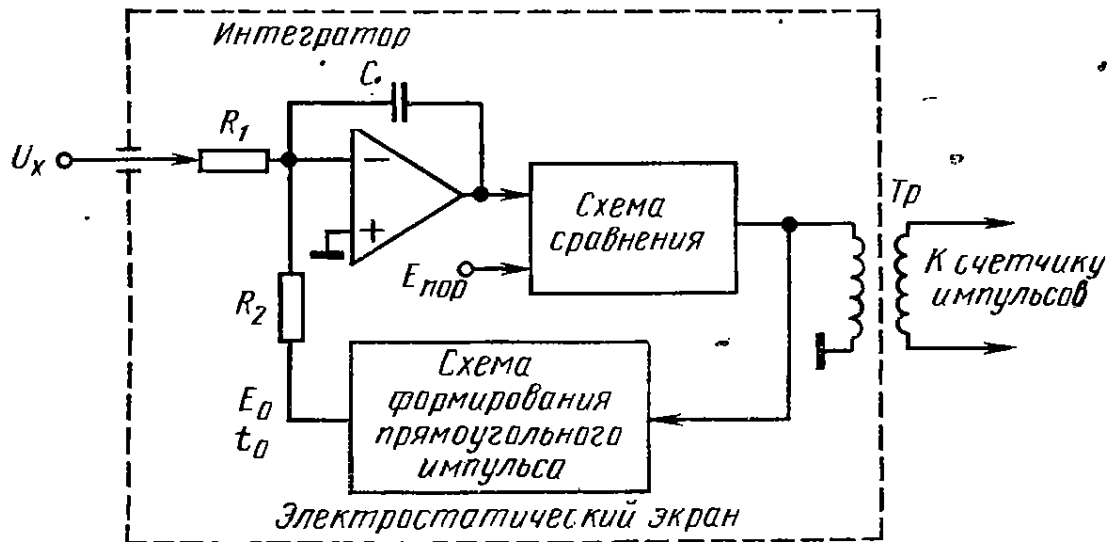


Рис. 3.14. Частотно-импульсный интегрирующий преобразователь аналоговой величины в цифровой код

Работу АЦП можно описать следующим уравнением:

$$\frac{1}{CR_1} \int_0^{\Delta t + t_0} u_x dt - \frac{1}{CR_2} \int_0^{t_0} E_0 dt = 0. \quad (3.20)$$

Полагая, что u_x имеет постоянное значение, получим

$$\frac{1}{R_1} u_x (\Delta t + t_0) - \frac{1}{R_2} E_0 t_0 = 0$$

или, обозначив период следования импульсов $(\Delta t + t_0)$ через T_x , получим

$$F_x = 1/T_x = R_2 u_x / (R_1 E_0 t_0) = k_1 u_x, \quad (3.21)$$

где $k_1 = R_2 / (R_1 E_0 t_0)$ — постоянный коэффициент.

Если в качестве числового эквивалента преобразуемого напряжения u_x принять число импульсов за фиксированный интервал времени ΔT , то

$$N_x = F_x \Delta T = k_2 u_x, \quad (3.22)$$

где $k_2 = k_1 \Delta T$ — постоянный коэффициент.

Отметим, что зависимость между N_x и u_x будет линейной, если имеют место точное интегрирование преобразуемой величины и постоянство площади импульсов сброса $E_{от0}$.

Если интервал времени ΔT выбрать равным или кратным периоду напряжения 50 Гц, то АЦП частотного преобразования полностью подавляет помеху с частотой сети.

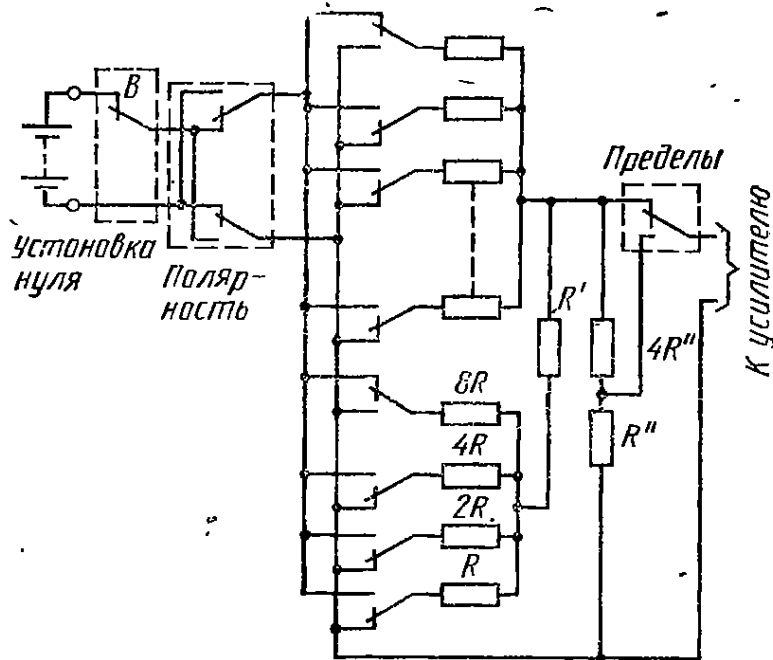


Рис. 3.15. Управляемая резистивная матрица цифро-аналогового преобразователя

Аналого-цифровые преобразователи с промежуточным преобразованием измеряемого напряжения обладают быстродействием от единиц до сотен измерений в секунду. Их погрешность находится в пределах от единиц до сотых долей процента преобразуемой величины. Преобразователи обеспечивают автоматическое управление выбором режима измерения (напряжение, сила тока или сопротивление), переключением полярности и поддиапазона предела измерения.

Точность интегрирующих АЦП можно повысить, если ввести в их схемы цепь отрицательной обратной связи. Высокие метрологические характеристики АЦП с обратной связью объясняются использованием в них метода сравнения и высокоточных цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП).

Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) осуществляют преобразование цифровых кодов в эквивалентное напряжение постоянного тока. ЦАП используются в цифровых измерительных приборах повышенной точности. В схемы таких приборов вводят отрицательную обратную связь, основным элементом которой является ЦАП. Обратная связь позволяет сравнивать результат преобразования с измеряемой величиной и вводить поправки. Действие ЦАП основано на воспроизведении зависимости «веса» двоичной единицы от ее разряда. Так как с повышением разряда двоичная еди-

ница последовательно принимает значения, равные $2^0, 2^1, 2^2, 2^3$ и т. д., то цепь преобразователя (см. рис. 3.1, в) должна содержать совокупность источников э. д. с., значения которых равны «весам» единиц в последовательных двоичных разрядах. При этом сумма напряжений, установленных согласно коду, явится аналоговым эквивалентом преобразуемой величины. Так, если $E=1$ В, а ключи воспроизводят код 1011, то выходное напряжение $E_{\text{вых}} = 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 11$ В. Полученная величина является аналоговым эквивалентом введенного двоично-десятичного кода.

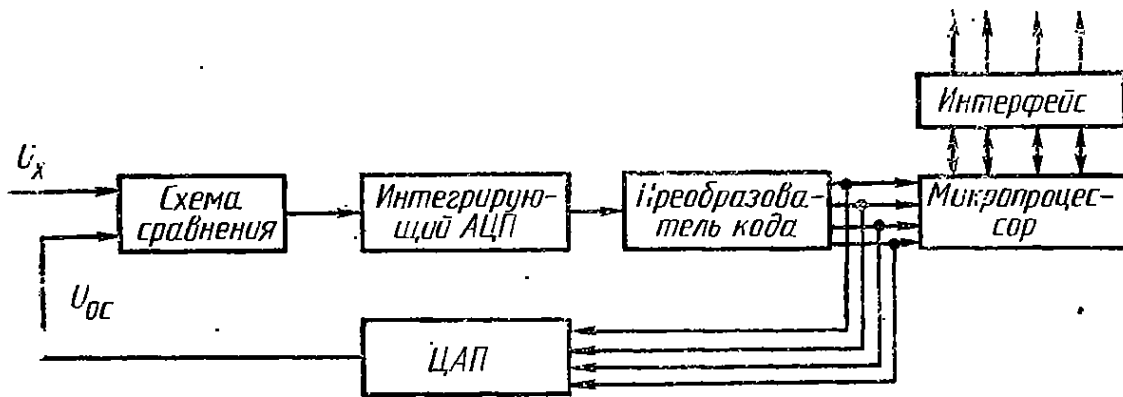


Рис. 3.16. Структурная схема АЦП с обратной связью

В типовых ЦАП выходное напряжение формируется посредством масштабного деления образцового напряжения $E_{\text{оп}}$ с помощью управляемой резистивной матрицы (рис. 3.15). Если используется цифровой код 1—2—4—8, то сопротивления матрицы относятся как 1, 2, 4, 8. Конструктивно матрицы собираются из навесных резисторов. В дальнейшем будут применяться матрицы на основе тонкопленочной технологии.

3. **Высокоточные АЦП с отрицательной обратной связью** используют как нулевой, так и разностный методы сравнения. Преобразование на основе нулевого метода (рис. 3.16) осуществляется за несколько тактов. Во время первого такта входное напряжение u_x преобразуют в цифровой код $N_x^{(1)}$ и вводят в микропроцессор. На втором этапе этот цифровой код преобразуют в аналоговое напряжение обратной связи $u_x^{(1)}$, которое затем сравнивают с u_x . Разность напряжений $\Delta U^{(1)} = u_x - u_x^{(1)}$ вновь преобразуется в цифровой эквивалент $\Delta N_x^{(1)}$ и суммируется со значением $N_x^{(1)}$. Полученная сумма $N_x^{(2)} = N_x^{(1)} + \Delta N_x^{(1)}$ запоминается и преобразуется в напряжение обратной связи $u_{oc}^{(2)}$. Затем вновь определяется разбаланс напряжений $\Delta u^{(2)} = u_x - u_x^{(2)}$, который также преобразуется в числовой эквивалент $\Delta N_x^{(2)}$ и алгебраически суммируется с $N_x^{(2)}$. Затем все повторяется. Очевидно, что после n тактов результат преобразования составит

$$N_x^{(n)} = N_x^{(1)} + \sum_{i=1}^{n-1} \Delta N_x^{(i)}. \quad (3.23)$$

Процесс преобразования заканчивается после определенного числа тактов (например, трех) или после возникновения неравенства

$$|\Delta N_x^{(i)}| < \varepsilon,$$

где ε — достаточно малая величина.

Рассмотренный принцип преобразования, основанный на сочетании процессов интегрирования и последовательного приближения, обеспечивает возможность построения измерительных АЦП, обладающих высокой точностью, стабильностью и помехозащищенностью.

§ 3.5. Методы подавления помех при измерениях

Все технические измерения осуществляются при наличии помех, искажающих результат измерения. Высокая достоверность измерений возможна лишь при обеспечении достаточного уровня подавления помех. Чем выше требования к точности измерения, тем больше внимания следует уделить борьбе с помехами.

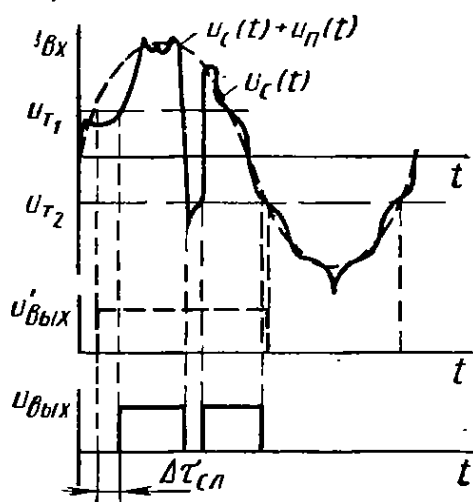


Рис. 3.17. Воздействие аддитивной помехи на процесс формирования прямоугольного напряжения

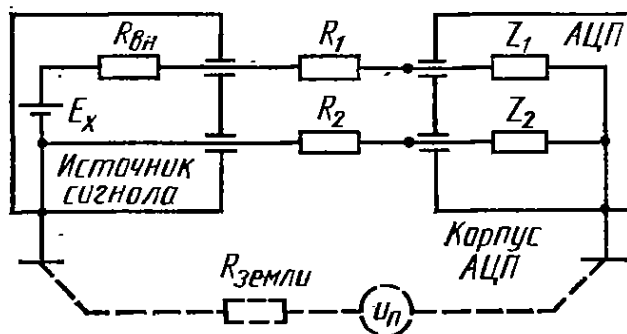


Рис. 3.18. Схема соединения источника измеряемого напряжения и АЦП (ЦВ) с незащищенным входом

Воздействию помех подвержены как аналоговые, так и цифровые блоки приборов. Для последних наиболее опасными являются помехи, приводящие к отказам типа «сбой», который может существенно исказить результат или нарушить нормальную работу измерительной системы. Для повышения помехозащищенности цифровых блоков необходимо применять помехоустойчивые коды и использовать схемные элементы, устойчивые к воздействию помех. Одним из путей проникновения импульсных помех, приводящих к «сбою», является сеть питания. Поэтому в цепях питания следует иметь так называемые сетевые фильтры.

Однако наибольшие трудности для подавления представляют помехи, поступающие на вход прибора одновременно с измеряе-

мым сигналом. Допустим, что на вход цифрового частотомера поступают синусоидальный сигнал неизвестной частоты f_x и импульсная помеха. Для предварительного преобразования исходной формы сигнала в прямоугольную обычно используется триггер Шмитта с регулируемыми порогами срабатывания. Если интенсивность помехи велика, а напряжения срабатывания триггера малы, то помехи (рис. 3.17) вызовут расчленение выходного импульса триггера, которое нарушит нормальную работу прибора.

Воздействие помех может быть ослаблено с помощью входных фильтров и рационального выбора пороговых уровней срабатывания триггера.

Большой практический интерес представляет рассмотрение вопроса о подавлении помех, поступающих на вход аналого-цифровых преобразователей и цифровых вольтметров. Аддитивные помехи в этом случае принято делить на помехи общего вида (ПОВ) и помехи нормального вида (ПНВ).

Помехи общего вида возникают из-за разности потенциалов, присутствующих в точках заземления корпуса (шасси) прибора и источника измеряемого сигнала. Причиной появления этой разности потенциалов являются токи, протекающие в земле. Ее величина зависит от дистанции между точками заземления и резко возрастает вблизи мест заземления сильноточной аппаратуры. Если не обеспечить специальных мер защиты, то уровень помех на входе прибора может достигнуть нескольких десятков вольт.

Для выяснения мер борьбы с ПОВ обратимся к рис. 3.18. Допустим, что измеряемое напряжение постоянного тока поступает на вход прибора и эквивалентная схема измерительной цепи имеет вид, представленный на рисунке. При этом напряжение помехи на входных зажимах $u_{вх} = (R_1/Z_1 - R_2/Z_2) u_{п}$.

Для уменьшения $u_{вх}$ принимают следующие меры: линию связи выполняют короткими проводниками большого сечения; симметрируют измерительные цепи (см. гл. 5).

Ослабление помех общего вида достигается также экранированием входных цепей АЦП с их последующей электрической изоляцией от корпуса. Рациональная схема подобной изоляции представлена на рис. 3.19. Отличие этой схемы от схемы рис. 3.18 состоит в том, что напряжение помехи $u_{п}$ предварительно ослабляется в отношении R_3 к Z_3 .

Соответственно напряжение на входных зажимах

$$u'_{вх} \cong R_3/Z_3 (R_1/Z_1 - R_0/Z_2) u_{п},$$

где R_3 — сопротивление экрана соединительного кабеля.

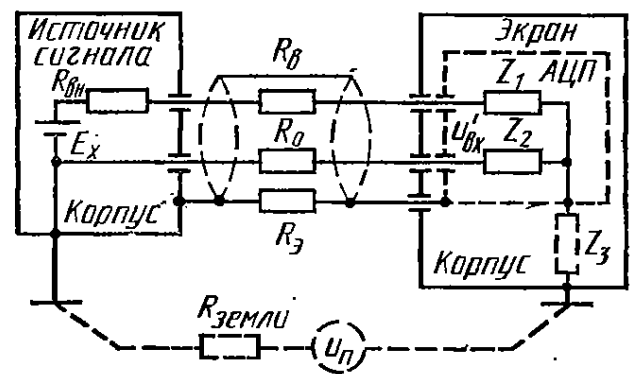


Рис. 3.19. Схема соединения источника измеряемого напряжения и АЦП (ЦВ) с защитой от помех

Если полагать, что сопротивление изоляции Z_3 между экраном и корпусом достаточно велико, то напряжение помехи будет мало.

Дальнейшее повышение помехозащищенности достигается посредством электрической изоляции входных цепей от электростатического экрана.

Помехи нормального вида возникают из-за наводок напряжений на линии связи прибора с источником измеряемого сигнала. Обычно эти помехи имеют частоту питающих напряжений (50 или 400 Гц). Исходя из природы появления ПНВ при заземлении приборов желательно избегать образования замкнутых кон-

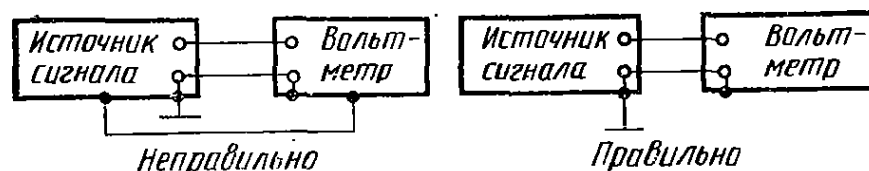


Рис. 3.20. Образование замкнутого контура при заземлении измерительных приборов

туров (рис. 3.20). Методы подавления ПНВ, применяемые в цифровых вольтметрах и измерительных АЦП, зависят от принципа их действия. В АЦП прямого преобразования для подавления ПНВ во входных цепях прибора ставят фильтры. Однако наличие фильтра приводит к увеличению постоянных времени входных цепей, что часто бывает нежелательно. Если измерительный АЦП интегрирующего типа, то необходимость во входных фильтрах отпадает. Действительно, если интервал интегрирования $T_{\text{и}}$ равен периоду помехи $T_{\text{п}}$ или в целое число раз превышает его, то результат измерения не зависит от уровня помехи (рис. 3.21).

Так как полное подавление помехи имеет место при $T_{\text{и}} = nT_{\text{п}}$, то в некоторых цифровых вольтметрах (например, ВК2-20) предусмотрена система автоподстройки периода интегрирования. Из изложенного следует, что в цифровых интегрирующих вольтметрах (измерительных преобразователях) возможны два пути повышения помехозащищенности: увеличение отношения $T_{\text{и}}/T_{\text{п}}$ и установление $T_{\text{и}}$ равным или кратным $T_{\text{п}}$. Первый путь менее целесообразен, так как при заданной частоте помехи (обычно частота сети) приводит к снижению быстродействия прибора. Однако к нему прибегают в тех случаях, когда требуется повышенная точность. Интегрирование осуществляется в течение времени, равного 2, 5, 10, а иногда и большему числу периодов частоты питающей сети. Второй путь требует обеспечения точного равенства интервала интегрирования $T_{\text{и}}$ одному или нескольким периодам напряжения помехи. Практически необходимое соответствие обеспечивается с помощью схемы автоматической подстройки $T_{\text{и}}$. При ее работе частота генератора счетных импульсов также изменяется пропорционально отклонению частоты сети от номинала. В результате любое изменение частоты сети приводит к одновременно-

му изменению интервала интегрирования и частоты импульсов, поступающих на декадные счетчики. Следовательно, при полном подавлении помехи результат измерения остается неизменным. Кроме внешних помех на работу входных цепей цифровых вольтметров и измерительных АЦП отрицательно воздействуют внутренние помехи, обусловленные коммутационными процессами в оконечных каскадах приборов. Для ослабления этих помех осуществляют гальваническую развязку входных аналоговых цепей от остальной части прибора. Для развязки используют импульсные трансформаторы и оптроны.

В заключение отметим, что принцип действия интегрирующих вольтметров и измерительных преобразователей вместе с отмеченными конструкторскими и технологическими мероприятиями

обеспечивают сильное (до 160 дБ) подавление помех на частоте сети. Поэтому даже при высоком уровне помех работа приборов протекает нормально.

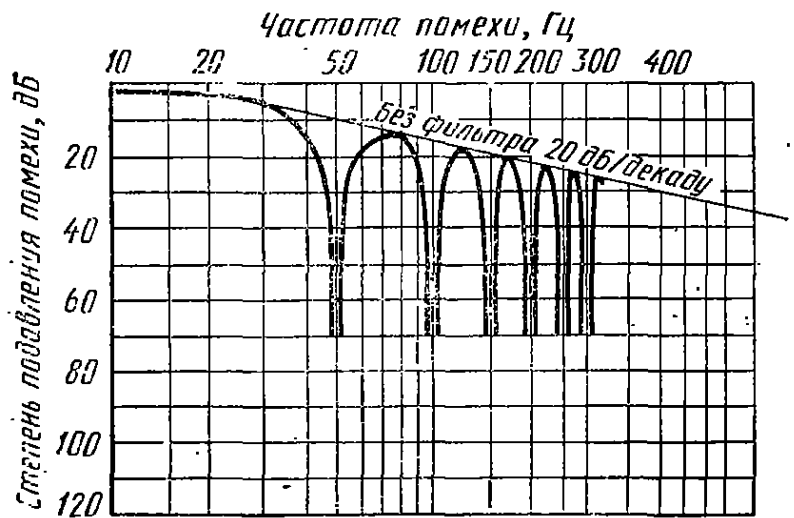


Рис. 3.21. Зависимость степени подавления внешних помех от частоты

Глава 4

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

§ 4.1. Общие сведения

Электромеханические приборы применяют для измерения тока, напряжения, мощности, сопротивления и других электрических величин в цепях постоянного и переменного тока низкой частоты. Широко используют их в качестве выходных устройств приборов для измерения магнитных величин, параметров радиотехнических сигналов, характеристик электрических цепей.

Электромеханические приборы, как правило, состоят из простейшей схемы преобразования измеряемой величины и измерительного механизма.

Классификация. Электромеханические приборы классифицируют по принципу действия, степени точности и т. д. Основой их является измерительный механизм (ИМ), имеющий неподвижную и подвижную части, а также отсчетное устройство. В ИМ электромагнитная энергия преобразуется в энергию механического перемещения подвижной части. По принципу действия электромехани-

ческие измерительные механизмы и приборы делят на следующие системы:

1) магнитоэлектрическую, основанную на взаимодействии рамки, обтекаемой током, с полем постоянного магнита;

2) ферродинамическую, основанную на взаимодействии рамки, обтекаемой током, с полем электромагнита;

3) электродинамическую, использующую силы взаимодействия между подвижной и неподвижной катушками, обтекаемыми током;

4) электромагнитную, основанную на взаимодействии ферромагнитного сердечника с неподвижной катушкой, обтекаемой током;

5) электростатическую, использующую силы электрического взаимодействия между подвижными и неподвижными электродами;

6) индукционную, основанную на взаимодействии переменных магнитных полей, создаваемых неподвижными катушками, с токами, индуцированными этими полями в подвижной части механизма.

Существуют также измерительные механизмы магнитоиндукционной, вибрационной и тепловой систем, однако они используются редко и интереса не представляют.

Наряду с делением электромеханических приборов по принципу действия их классифицируют и по другим признакам. Например, для измерений в цепях переменного тока широко используют приборы, состоящие из магнитоэлектрического измерительного механизма и схемы преобразования переменного тока в постоянный. В зависимости от принципа действия преобразователя такие приборы называют выпрямительными, термоэлектрическими или электронными.

По степени точности электроизмерительные приборы делят на классы (см. гл. 1).

Название измерительного прибора определяется его значением (измеряемой величиной). Различают амперметры, вольтметры, ваттметры, омметры, фазометры. Широко используются комбинированные приборы— ампервольтметры, вольтометры и др.

Электроизмерительные приборы делят также на показывающие и самопишущие, щитовые и переносные. По размерам корпуса они могут быть миниатюрными, малого, среднего и большого габаритов.

В зависимости от условий эксплуатации, степени защищенности от механических воздействий, влияния внешних полей измерительные приборы разделяют на ряд групп и категорий.

Моменты, действующие на подвижную часть ИМ. В большинстве ИМ подвижная часть совершает угловое перемещение, т. е. поворачивается на некоторый угол.

Момент, возникающий под действием токов и напряжений, функционально связанных с измеряемой величиной, называют вращающим. Если на подвижную часть ИМ действует только

вращающий момент, она повернется до механического упора независимо от значения момента. Поэтому в конструкцию необходимо ввести противодействующий момент, направленный навстречу вращающему и зависящий от угла поворота.

Противодействующий момент может создаваться механическим или электрическим способом. Чаще всего для создания его используют спиральные пружинки. При закручивании их возникает момент

$$M_{\text{пр}} = W\alpha, \quad (4.1)$$

где W — коэффициент, зависящий от свойств пружинки (ее формы, размеров, материала) и называемый удельным противодействующим моментом; α — угол поворота подвижной части ИМ.

Механизмы с электрическим противодействующим моментом — логометры — рассмотрены в § 4.5.

При подаче на измерительный механизм постоянного тока и напряжения равновесие подвижной части наступает при равенстве вращающего и противодействующего моментов. Если же на измерительный механизм действуют сила тока или напряжение, меняющиеся во времени, отклонение подвижной части определяется не только мгновенными значениями этих величин, но и скоростью их изменения.

При воздействии на ИМ периодических токов или напряжений вращающий момент также будет периодической функцией времени

$$m_{\text{вр}} = F(t) = F(t + T), \quad (4.2)$$

где T — период изменения вращающего момента. Как известно, периодическую функцию можно разложить в ряд Фурье, т. е. представить в виде суммы постоянной составляющей и гармонических функций с частотами $f_n = nf$, где $f = T^{-1}$ — основная частота, $n = 1, 2, 3, \dots$

Характер движения подвижной части зависит от соотношения между частотами f_n и частотой собственных механических колебаний подвижной части:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{W/J}, \quad (4.3)$$

где J — момент инерции подвижной части относительно оси вращения.

При $f \gg f_0$ отклонение подвижной части определяется постоянной составляющей вращающего момента. Так, например, при воздействии сигнала с основной частотой $f = 5f_0$ чувствительность ИМ к первой гармонике приблизительно в 25 раз меньше чувствительности к постоянной составляющей; ко второй — в 100 раз меньше и т. д. Соотношение $f \gg f_0$ характерно для измерительных механизмов показывающих приборов — амперметров, вольтметров, ваттметров и др. Частота собственных колебаний подвижной части

у этих приборов невелика — менее 10 Гц. Поэтому уже на частоте $f=50$ Гц измерительный механизм реагирует на постоянную составляющую вращающего момента

$$M_{\text{вр}} = \frac{1}{T} \int_0^T m_{\text{вр}} dt. \quad (4.4)$$

Равновесие подвижной части наступает при равенстве момента, определяемого выражением (4.4), противодействующему, т. е. при

$$M_{\text{вр}} = W\alpha. \quad (4.5)$$

Из соотношения (4.5) можно найти зависимость угла поворота подвижной части от значений измеряемой величины и параметров ИМ. Эту зависимость называют уравнением шкалы.

При $f_0 \gg f_n$ чувствительность измерительного механизма к переменным составляющим практически равна чувствительности к постоянной составляющей и отклонение подвижной части определяется мгновенными значениями вращающего момента. В этом случае зависимость $\alpha(t)$ подобна функции $m_{\text{вр}}(t)$.

В таком режиме работают измерительные механизмы регистрирующих приборов — светолучевых осциллографов и некоторых самопишущих приборов, для чего частоту собственных колебаний подвижной части делают достаточно большой. Аналогичный режим имеет место при работе показывающих измерительных приборов в области инфранизких частот.

Вращающий и противодействующий моменты называют основными. Кроме них на подвижную часть ИМ действуют моменты, обусловленные трением в опорах и трением подвижной части о воздух.

Для уменьшения времени успокоения в измерительный механизм вводят успокоитель, который создает момент, направленный в сторону, противоположную направлению движения подвижной части, и равный нулю в состоянии равновесия.

§ 4.2. Конструкции основных узлов

Механизмы электроизмерительных приборов отличаются большим разнообразием конструкций. Однако можно выделить ряд узлов и деталей, характерных для большинства из них.

К таким узлам относятся устройства для установки подвижной части и создания противодействующего момента, успокоители, отсчетные устройства, корпуса.

Устройства для установки подвижной части. Распространены два способа установки подвижной части — на опорах и на растяжках. При первом способе подвижная часть крепится на оси или двух полуосях. Крепление на полуосях характерно для механизмов с подвижной рамкой. Ось устанавливают с помощью опор. Типичная конструкция верхней опоры (рис. 4.1) состоит из кер-

на 1, запрессованного в ось 2, и подпятника 3. Подпятником служит камень, завальцованный в регулировочный винт 4. Наличие винта позволяет изменять зазор между керном и подпятником.

Опоры являются важнейшим узлом ИМ, во многом определяющим его свойства. Трение в опорах ограничивает точность и чувствительность. ИМ является причиной износа опор. Поэтому при выборе материалов для кернов, подпятников и углов их расточки исходят из требования минимального трения в опорах.

Более совершенным является способ крепления подвижной части на растяжках — двух упругих металлических ленточках, изготовленных из бронзы или специальных сплавов. Одним концом растяжки крепят к рамке, другим — к плоским пружинам, называемым рессорами, которые создают натяжение и поддерживают подвижную часть механизма в рабочем положении.

При таком способе установки подвижной части практически устраняется трение в опорах, что существенно повышает чувствительность и точность измерительного механизма. Преимуществом этой конструкции является также ее высокая износостойчивость. Поэтому в современных приборах широко применяют этот способ крепления подвижной части.

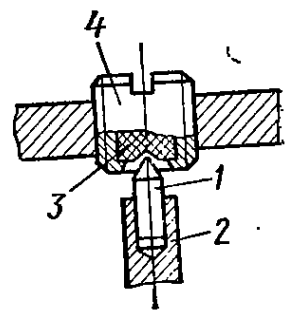


Рис. 4.1. Конструкция верхней опоры:

1 — керн; 2 — ось;
3 — подпятник; 4 — регулировочный винт

Устройства для создания противодействующего момента. В ИМ с установкой подвижной части на опорах противодействующий момент создают одной или двумя плоскими спиральными пружинками.

Одним концом пружинка крепится к оси или полуоси, другим — к поводку корректора (рис. 4.2). Корректор служит для установки на нуль стрелки прибора перед началом измерений. Он состоит из винта 4 с эксцентрично расположенным пальцем 5 и поводка 6. При вращении винта поводок поворачивается, меняя в некоторых пределах угол закручивания пружинки 1, что вызывает перемещение стрелки 2. Показанные на рис. 4.2 противовесы 3 служат для уравнивания стрелки.

В механизмах с креплением подвижной части на растяжках для создания противодействующего момента используют упругие свойства растяжек. При повороте рамки растяжки закручиваются; возникающие при этом силы создают момент, значение которого определяется выражением (4.1). Спиральные пружинки и растяжки используют также для подведения тока к обмотке рамки.

Успокоители. В электромеханических приборах применяют успокоители двух типов — магнитоиндукционные и воздушные (рис. 4.3).

Магнитоиндукционный успокоитель (рис. 4.3, а) состоит из постоянного магнита 1 с узким зазором и алюминиевого сектора 2, установленного на оси 3. При движении сектора в нем индуциру-

ются вихревые токи, сила взаимодействия которых с полем магнита всегда направлена в сторону, противоположную движению. Поэтому колебания подвижной части быстро затухают.

В магнитоэлектрических ИМ роль успокоителя выполняет алюминиевый каркасик рамки.

Воздушный успокоитель изображен на рис. 4.3, б. Он состоит из камеры 3, оси 1 и алюминиевого крыла 2, жестко скрепленного с подвижной частью механизма. Вследствие малого зазора между крылом и внутренними стенками камеры при движении крыла появляется тормозящий момент, обусловленный разностью давлений в левой и правой частях камеры.

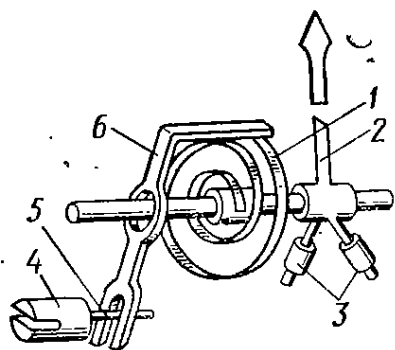


Рис. 4.2. Корректор и спиральная пружинка, создающая противодействующий момент:

1 — спиральная пружинка;
2 — стрелка; 3 — противовес;
4 — винт корректора; 5 — палец; 6 — поводок

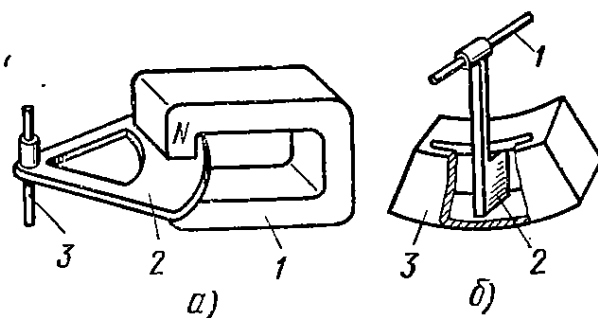


Рис. 4.3. Успокоители:

а — магнитоиндукционный: 1 — магнит; 2 — сектор; 3 — ось; б — воздушный; 1 — ось; 2 — крыло; 3 — камера

Отсчетные устройства. Они служат для визуального определения числового значения измеряемой величины. Отсчетное устройство стрелочного прибора (рис. 4.4, а, б) состоит из стрелки 1, жестко скрепленной с подвижной частью механизма, и циферблата 2 с нанесенной на его лицевую сторону шкалой. В измерительных приборах обычно используют металлические стрелки — плоские или трубчатые. Конец стрелки может иметь копьевидную или ножевидную форму. Последняя применяется в приборах с зеркальным отсчетом (рис. 4.4, б).

Шкалы бывают равномерные и неравномерные, односторонние и двусторонние. Кроме шкалы на циферблат наносят условные знаки и надписи, характеризующие тип прибора и условия его эксплуатации.

Корпуса. Они предназначены для защиты прибора от пыли, влаги и механических воздействий, иногда выполняют также роль экрана. Корпуса разделяют на обыкновенные (защищающие только от загрязнений и механических повреждений), пылезащитные, водозащитные, газозащитные. Их делают из пластмассы, металла и других материалов.

§ 4.3. Магнитоэлектрические измерительные приборы

Приборы магнитоэлектрической системы применяют для измерения постоянных токов и напряжений, а в сочетании со схемами преобразования — для измерения различных электрических вели-

Рис. 4.4. Отсчетные устройства стрелочных приборов:

1 — стрелка; 2 — циферблат

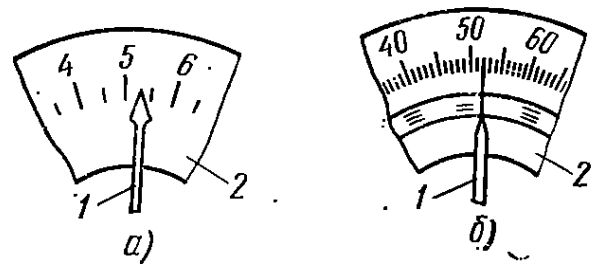
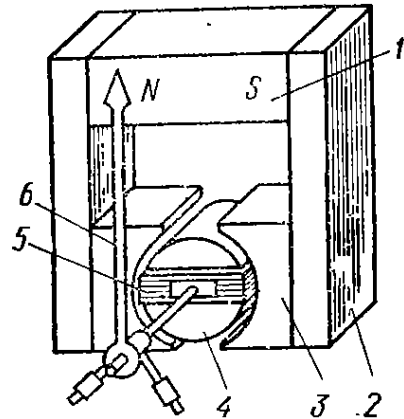


Рис. 4.5. Устройство магнитоэлектрического измерительного механизма:

1 — постоянный магнит; 2 — пластина магнитопровода; 3 — полюсный наконечник; 4 — сердечник; 5 — рамка; 6 — стрелка



чин. На основе магнитоэлектрической системы созданы измерительные механизмы с особо высокой чувствительностью и механизмы для самопишущих приборов.

Устройство магнитоэлектрического ИМ. Измерительный механизм магнитоэлектрической системы (рис. 4.5) состоит из постоянного магнита 1, пластин магнитопровода 2, полюсных наконечников 3, цилиндрического сердечника 4, подвижной рамки 5, обтекаемой током, и стрелки 6.

Магнит изготовляют из материала с большой коэрцитивной силой, чаще всего из железоникель-кобальтовых сплавов. Пластины магнитопровода, полюсные наконечники и сердечник выполняют из магнитомягкого материала. Они предназначены для создания равномерного радиального магнитного поля в той части зазора, где движется рамка.

При протекании по обмотке рамки тока возникают силы взаимодействия рамки с магнитным полем в зазоре. Эти силы образуют вращающий момент. Для создания противодействующего момента используют спиральные пружинки (на рис. 4.5 не показаны). Рамку наматывают на легком алюминиевом каркасике. Вихревые токи, возникающие в нем при движении рамки, создают момент успокоения.

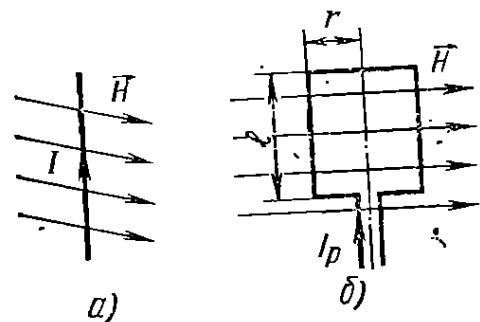


Рис. 4.6. К выводу выражения для вращающего момента магнитоэлектрического ИМ

Описанная конструкция не является единственной. Существуют варианты магнитоэлектрических ИМ с внутрирамочным магнитом, с креплением подвижной части на растяжках, с электрическим противодействующим моментом (см. § 4.5).

Вывод расчетных соотношений для магнитоэлектрического ИМ. Как известно, на проводник с током, помещенный в магнитное поле, действует сила

$$F = \int I [dl, B], \quad (4.6)$$

где I — ток, протекающий по проводнику; l — длина проводника; $B = \mu H$ — индукция магнитного поля.

В случае прямолинейного проводника в равномерном магнитном поле (рис. 4.6, а) модуль силы

$$F = IlB \sin \psi, \quad (4.7)$$

где ψ — угол между направлением тока и линиями магнитного поля.

Для рамки с током, расположенной, как показано на рис. 4.6, б, силы взаимодействия приложены лишь к вертикальным сторонам. Эти силы создают вращающий момент

$$M_{\text{вр}} = 2Fr = 2rlBI_p. \quad (4.8)$$

Вводя в формулу (4.8) площадь рамки $S = 2rl$ и число витков ω , получаем

$$M_{\text{вр}} = S\omega BI_p. \quad (4.9)$$

Противодействующий момент определяется выражением (4.1). Равновесие подвижной части наступает при равенстве моментов: $M_{\text{вр}} = M_{\text{пр}}$. Поэтому угол отклонения (поворота) рамки

$$\alpha = \frac{S\omega B}{W} I_p. \quad (4.10)$$

Это выражение является основным для приборов магнитоэлектрической системы. Оно показывает зависимость угла отклонения от параметров ИМ и силы тока, протекающего через рамку.

Коэффициент пропорциональности между углом отклонения и силой тока, проходящего через рамку, называется чувствительностью ИМ к току:

$$h_{\text{ИМ}}^I = S\omega B/W. \quad (4.11)$$

Как следует из (4.11), чувствительность магнитоэлектрического механизма постоянна, если постоянна индукция в рабочей части зазора. При этом имеет место линейная зависимость угла отклонения от силы тока через рамку.

Величина, обратная чувствительности, называется постоянной ИМ по току:

$$C_{\text{ИМ}}^I = 1/h_{\text{ИМ}}^I. \quad (4.12)$$

Действие на магнитоэлектрический ИМ меняющейся во времени силы тока. Магнитоэлектрические ИМ применяются в радиоизмерительных приборах, в частности в электронных вольтметрах, фазометрах, ваттметрах. При этом используют свойство магнитоэлектрического механизма реагировать на постоянную составляющую силы тока, проходящего через рамку. Рассмотрим этот вопрос подробнее.

При воздействии на магнитоэлектрический ИМ меняющейся во времени силы тока вращающий момент определяется выражением

$$m_{\text{вр}} = S\omega B i_p \quad (4.13)$$

и является функцией времени. Из-за инерции подвижной части (частота собственных колебаний ее предполагается много меньше основной частоты сигнала) угол отклонения определяется постоянной составляющей вращающего момента. Из выражений (4.4) и (4.13) получаем

$$M_{\text{вр}} = S\omega B \frac{1}{T} \int_0^T i_p dt. \quad (4.14)$$

Учитывая, что постоянная составляющая силы тока, проходящего через рамку,

$$I_{0p} = \frac{1}{T} \int_0^T i_p(t) dt, \quad (4.15)$$

находим

$$M_{\text{вр}} = S\omega B I_{0p}, \quad (4.16)$$

$$\alpha = \frac{S\omega B}{W} I_{0p}. \quad (4.17)$$

Таким образом, угол отклонения пропорционален постоянной составляющей силы тока через рамку. Для гармонических колебаний постоянная составляющая равна нулю и $\alpha = 0$. В случае же несимметричных и импульсных колебаний показания магнитоэлектрического ИМ определяются постоянной составляющей сигнала.

Магнитоэлектрические измерительные приборы. Магнитоэлектрический измерительный механизм является основой амперметров и вольтметров постоянного тока.

Схемы включения магнитоэлектрических амперметров показаны на рис. 4.7. Схему рис. 4.7, а используют для измерения малых токов (до 100 мА). В этой схеме весь измеряемый ток подводится к рамке через спиральные пружинки, поэтому при больших токах возникает опасность нагрева и перегорания пружинки. На рис. 4.7, б изображен магнитоэлектрический амперметр с шунтом. По шунту протекает большая часть измеряемого тока. Это позволяет увеличить верхний предел измерения.

Чувствительность амперметра по схеме рис. 4.7, а равна чувствительности измерительного механизма. Чувствительность амперметра с шунтом определяется чувствительностью ИМ и сопротивлениями рамки и шунта. Очевидно, что в этом случае

$$h_A = \alpha / I_{\text{изм}} = h_{\text{ИМ}}^I \frac{1}{R_p / R_{\text{ш}} + 1} \quad (4.18)$$

На рис. 4.8 приведена схема магнитоэлектрического вольтметра. Сила тока, проходящего через вольтметр, должна быть малой; это достигается включением последовательно с рамкой добавочного резистора с достаточно большим сопротивлением.

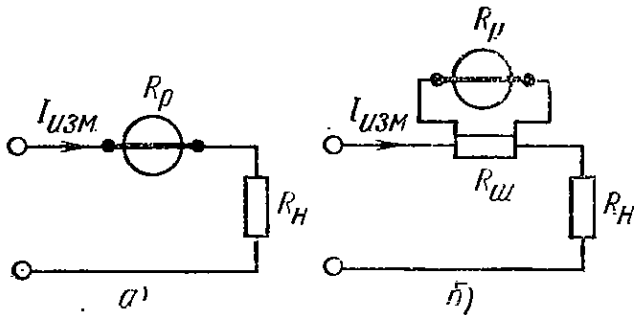


Рис. 4.7. Схемы включения магнитоэлектрических амперметров:
а — без шунта; б — с шунтом

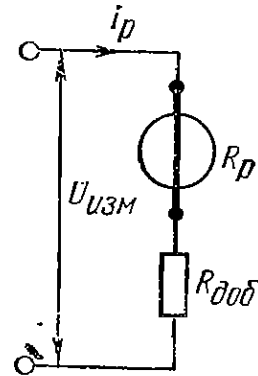


Рис. 4.8. Схема магнитоэлектрического вольтметра

Под чувствительностью вольтметра понимают величину

$$h_V = \alpha / u_{\text{изм}} \quad (4.19)$$

Учитывая, что

$$\alpha = h_{\text{ИМ}}^I I_p, \quad I_p = \frac{u_{\text{изм}}}{R_{\text{доб}} + R_p},$$

получаем

$$h_V = h_{\text{ИМ}}^I \frac{1}{R_{\text{доб}} + R_p} \approx \frac{h_{\text{ИМ}}^I}{R_{\text{доб}}} \quad (4.20)$$

Из выражений (4.18) и (4.20) видно, что чувствительность магнитоэлектрических амперметров и вольтметров не зависит от угла отклонения и, следовательно, они имеют равномерную шкалу. Это позволяет создавать многопредельные и комбинированные приборы. В основе их расчета лежат соотношения (4.18) и (4.20).

Широко распространены универсальные измерительные приборы, построенные на основе магнитоэлектрических ИМ (их называют также тестерами). Работу прибора на переменном токе обеспечивает выпрямительная схема. Многопредельность достигается

системой шунтов и добавочных резисторов. Шкала градуируется в действующих значениях тока и напряжения. Эта градуировка справедлива лишь при подаче на вход прибора колебаний синусоидальной формы.

Свойства магнитоэлектрических приборов. В магнитоэлектрическом ИМ собственное магнитное поле концентрируется в узких зазорах. Это позволяет получить большие значения индукции в зазорах и соответственно высокую чувствительность механизма или большой вращающий момент. Последнее используется в самопишущих приборах.

Сильное магнитное поле в рабочей части зазоров делает магнитоэлектрический ИМ мало чувствительным к внешним магнитным полям. Высокочастотные наводки не влияют на его показания вследствие рассмотренного свойства реагировать на постоянную составляющую тока через рамку. Поэтому магнитоэлектрические приборы отличаются высокой помехоустойчивостью.

Магнитоэлектрические ИМ относятся к числу наиболее точных. Использование в них высокостабильных магнитов позволяет создавать приборы классов точности 0,2; 0,1 и даже 0,05.

К недостаткам магнитоэлектрических приборов следует отнести их относительно высокую стоимость и малую стойкость к перегрузкам.

§ 4.4. Электродинамические измерительные приборы

Приборы электродинамической системы применяют для измерений в цепях переменного тока. На основе этой системы разработаны амперметры, вольтметры и ваттметры высоких классов точности.

Устройство электродинамического ИМ. Работа электродинамического ИМ основана на взаимодействии магнитных полей неподвижной и подвижной катушек с токами (рис. 4.9, а, б). Неподвижную катушку 1 обычно выполняют из двух частей; между ними проходит ось, на которой крепят подвижную катушку 2; угол поворота ее регистрирует стрелка 3. Спиральная пружинка 4 служит для создания противодействующего момента и подведения тока к подвижной катушке. Для уменьшения времени успокоения применяют воздушный успокоитель (на рисунке не показан). Катушки электродинамического ИМ могут быть круглой или прямоугольной формы. Размеры и взаимное расположение их выбирают из условий линеаризации шкалы [см. (4.31) или (4.44)].

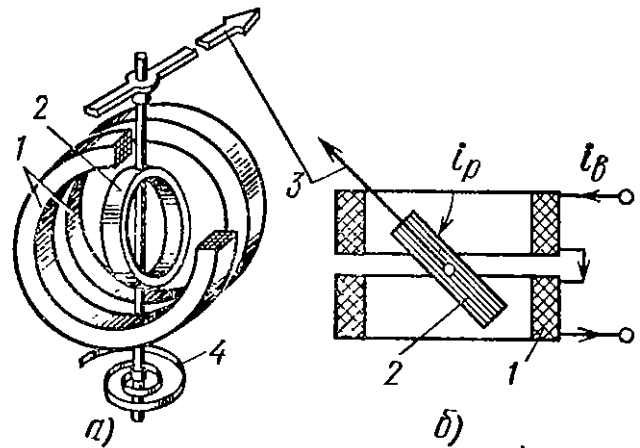


Рис. 4.9. Электродинамический измерительный механизм:

а — устройство; б — упрощенное изображение; 1 — неподвижные катушки; 2 — подвижная катушка; 3 — стрелка; 4 — спиральная пружинка

Напряженность собственного магнитного поля электродинамического ИМ невелика, поэтому внешние магнитные поля (в частности, магнитное поле Земли) заметно влияют на его показания. Для уменьшения этого влияния применяют экранирование или астазирование.

При экранировании ИМ помещают внутри одинарного или двойного экрана из ферромагнитного материала. При астазировании ИМ выполняют из двух неподвижных и двух подвижных катушек. Подвижные катушки крепят на общей оси. При соответствующих направлениях токов в катушках вращающий момент не зависит от внешнего магнитного поля. Однако астатические ИМ сравнительно дороги и применяются редко.

Вывод расчетных соотношений. Выражение для вращающего момента можно получить из следующих соображений. В ИМ электромагнитная энергия преобразуется в механическое перемещение его подвижной части. Изменение электромагнитной энергии равно работе сил поля: $d\omega_{эл м} = dA$. При угловом перемещении подвижной части $dA = m_{вр} d\alpha$, откуда

$$m_{вр} = dA/d\alpha = d\omega_{эл м}/d\alpha. \quad (4.21)$$

Полученное соотношение называют обобщенным выражением вращающего момента. Оно справедливо для всех электромеханических ИМ.

Дальнейший вывод относится к электродинамическому ИМ. Мгновенное значение электромагнитной энергии системы, состоящей из двух катушек,

$$\omega_{эл м} = \frac{1}{2} L_{в} i_{в}^2 + \frac{1}{2} L_{р} i_{р}^2 + M i_{в} i_{р}. \quad (4.22)$$

В этом выражении $L_{в}$ — индуктивность неподвижной катушки (катушки возбуждения); $L_{р}$ — индуктивность подвижной катушки (рамки); M — взаимная индуктивность катушек; $i_{в}$ и $i_{р}$ — мгновенные значения соответствующих токов.

При повороте рамки меняется только взаимная индуктивность. Поэтому

$$m_{вр} = \partial\omega_{эл м}/\partial\alpha = \partial M i_{в} i_{р}/\partial\alpha. \quad (4.23)$$

В § 4.1 указано, что ИМ показывающих приборов из-за инерции подвижной части реагируют на постоянную составляющую вращающего момента. Для рассматриваемого механизма

$$M_{вр} = \frac{\partial M}{\partial\alpha} \frac{1}{T} \int_0^T i_{в} i_{р} dt. \quad (4.24)$$

При установившемся отклонении момент, определяемый выражением (4.24), уравновешивается противодействующим моментом:

$$-M_{вр} = M_{пр} = W\alpha. \quad (4.25)$$

Из выражений (4.24) и (4.25) следует

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{\partial M}{\partial \alpha} \frac{1}{T} \int_0^T i_B i_P dt. \quad (4.26)$$

Анализ полученного соотношения удобно провести, рассматривая различные способы включения обмоток электродинамического ИМ.

Способы включения обмоток. В электродинамических приборах применяют три способа включения обмоток: последовательное, параллельное и независимое.

Последовательное включение используют в миллиамперметрах и вольтметрах. Схема электродинамического миллиамперметра показана на рис. 4.10, а. Для этой схемы

$$i_B = i_P = i_{изм}. \quad (4.27)$$

Поэтому выражение (4.26) принимает вид

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{\partial M}{\partial \alpha} \frac{1}{T} \int_0^T i_{изм}^2 dt. \quad (4.28)$$

Учитывая, что среднеквадратическое (действующее) значение тока

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}, \quad (4.29)$$

запишем выражение (4.28) в виде

$$\alpha = \frac{1}{W} \left[\frac{\partial M}{\partial \alpha} \right] I_{изм}^2. \quad (4.30)$$

Подбирая форму и взаимное расположение катушек, стремятся выполнить условие линеаризации шкалы

$$\frac{\partial M}{\partial \alpha} I_{изм} = \text{const}. \quad (4.31)$$

При этом угол отклонения пропорционален среднеквадратическому значению измеряемого тока.

На рис. 4.10, б приведена схема электродинамического вольтметра. Для ограничения тока последовательно с ИМ включают добавочный резистор, сопротивление которого много больше суммарного сопротивления обмоток. При этом

$$i_B = i_P \cong u_{изм} / R_{доб}, \quad (4.32)$$

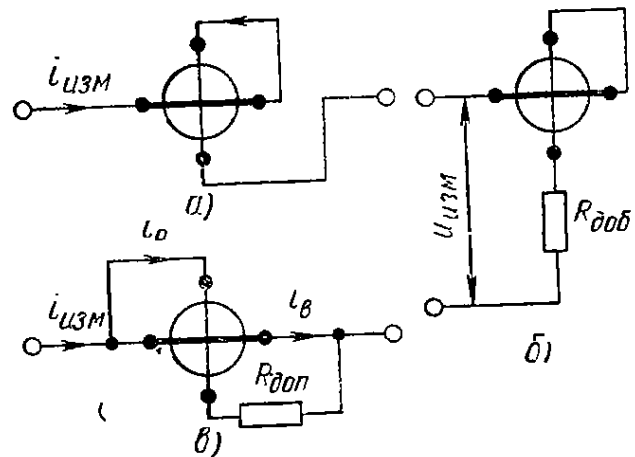


Рис. 4.10. Схемы электродинамических приборов:

а — миллиамперметра; б — вольтметра; в — амперметра

$$\alpha = \frac{1}{WR_{\text{доб}}^2} \frac{\partial M}{\partial \alpha} \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{изм}}^2 dt. \quad (4.33)$$

Так как среднеквадратическое значение напряжения определяется формулой

$$u = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt}, \quad (4.34)$$

из выражения (4.33) получаем

$$\alpha = \frac{1}{WR_{\text{доб}}^2} \frac{\partial M}{\partial \alpha} u_{\text{изм}}^2. \quad (4.35)$$

Учитывая, что сила тока, проходящего через ИМ,

$$I_{\text{ИМ}} \cong u_{\text{изм}}/R_{\text{доб}}, \quad (4.36)$$

делаем вывод, что выражения (4.30) и (4.35), по существу, идентичны.

Параллельное включение обмоток используют в амперметрах (рис. 4.10, в). При этом появляется возможность пропустить значительную часть измеряемого тока через неподвижную катушку и уменьшить силу тока, проходящего через спиральные пружинки и рамку. Это достигается включением дополнительного резистора в цепь рамки.

Введем коэффициенты распределения силы тока между обмотками

$$k_1 = i_{\text{в}}/i_{\text{изм}}, \quad k_2 = i_{\text{р}}/i_{\text{изм}}, \quad (4.37)$$

причем для рассматриваемой схемы

$$k_1 + k_2 = 1. \quad (4.38)$$

Из выражений (4.37) следует, что

$$i_{\text{в}} i_{\text{р}} = k_1 k_2 i_{\text{изм}}^2. \quad (4.39)$$

Используя соотношения (4.26), (4.29) и (4.39), получаем

$$\alpha = \frac{k_1 k_2}{W} \frac{\partial M}{\partial \alpha} I_{\text{изм}}^2. \quad (4.40)$$

Выражение (4.40) аналогично (4.30), однако в него входят коэффициенты распределения тока.

Независимое включение обмоток применяется в ваттметрах — приборах для измерения мощности (рис. 4.11). Неподвижную катушку, сопротивление которой должно быть мало, включают последовательно с нагрузкой, а цепь рамки, состоящую из обмотки рамки и добавочного резистора, — параллельно нагрузке.

Покажем, что данное включение обмоток позволяет измерять

активную мощность, рассеиваемую в нагрузке (среднюю за период колебания T). Эта величина определяется соотношением

$$P_H = \frac{1}{T} \int_0^T u_H i_H dt, \quad (4.41)$$

где u_H и i_H — мгновенные значения напряжения на нагрузке и силы тока через нагрузку.

Для рассматриваемой схемы

$$i_B = i_H, \quad i_P = \frac{u_P}{R_P + R_{доб}} \cong \frac{u_H}{R_{доб}}. \quad (4.42)$$

При записи второго из этих выражений учитываем, что падение напряжения на катушке возбуждения мало по сравнению с напряжением на нагрузке, а сопротивление рамки существенно меньше величины $R_{доб}$. Подставляя выражения (4.42) в соотношение (4.26) и учитывая (4.41), находим

$$\alpha = \frac{1}{WR_{доб}} \frac{\partial M}{\partial \alpha} P_H. \quad (4.43)$$

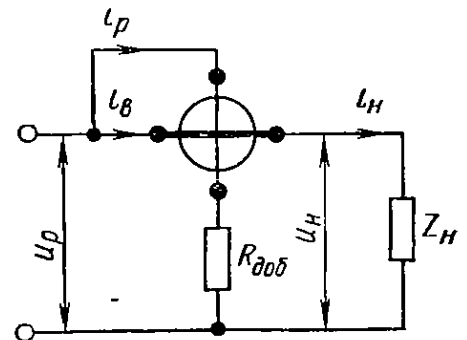


Рис. 4.11. Схема электродинамического ваттметра

Форму и взаимное расположение катушек подбирают так, чтобы в пределах рабочей части шкалы выполнялось условие линеаризации

$$\frac{\partial M}{\partial \alpha} = \text{const}. \quad (4.44)$$

При этом угол отклонения подвижной части ИМ пропорционален активной мощности в нагрузке.

Свойства электродинамических приборов. Приборы электродинамической системы могут применяться для измерения электрических величин в цепях как постоянного, так и переменного тока, но наиболее широко используют их для измерения тока и напряжения промышленной частоты.

Электродинамические амперметры и вольтметры измеряют среднеквадратическое (действующее) значение тока или напряжения. При их разработке принимают меры для линеаризации шкалы. Практически шкала этих приборов получается равномерной начиная с 15—20% от конечного значения шкалы.

В электродинамическом ИМ отсутствуют ферромагнитные элементы. Это устраняет погрешности, связанные с нелинейностью и нестабильностью свойств ферромагнетиков. Поэтому электродинамические приборы являются наиболее точными среди других приборов переменного тока (класс точности 0,5; 0,2; 0,1). К сожалению, столь малая погрешность имеет место лишь на низких частотах. На повышенных частотах появляется погрешность, обуслов-

ленная влиянием индуктивных сопротивлений катушек. Она особенно велика в амперметрах с параллельным включением обмоток (вследствие перераспределения тока между обмотками) и в ваттметрах.

§ 4.5. Логометры

Логометром* называют измерительный механизм, показывающий отношение двух электрических величин, чаще всего двух токов.

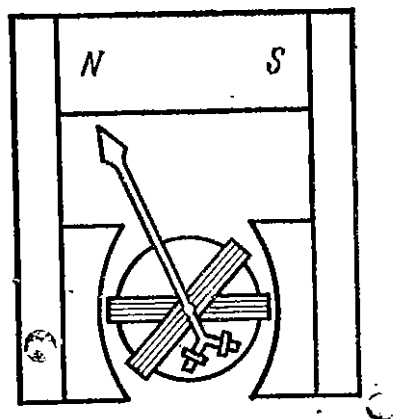


Рис. 4.12. Устройство магнитоэлектрического логометра

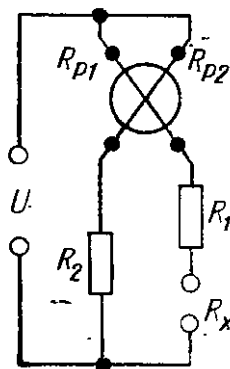


Рис. 4.13. Схема омметра с магнитоэлектрическим логометром

В логометре противодействующий момент создают электрическим способом. Поэтому подвижная часть логометра состоит из двух жестко скрепленных между собой рамок с токами. Моменты, создаваемые рамками, направлены в противоположные стороны; хотя бы один из них должен зависеть от угла поворота подвижной части. Спиральные пружинки в логометре отсутствуют, а токи к рамкам подводятся по мягким безмоментным ленточкам.

Наиболее распространен логометр магнитоэлектрической системы (рис. 4.12). Направление токов в рамках выбирают так, чтобы вращающие моменты были направлены в разные стороны. Магнитное поле в зазорах логометра должно быть неравномерным, что обеспечивается специальной формой полюсных наконечников или сердечника. На рис. 4.12 показан логометр с эллиптическими полюсными наконечниками.

Вывод расчетных соотношений для рассматриваемой конструкции сделаем на основе полученных ранее выражений для магнитоэлектрического ИМ. Из формулы (4.9) следует, что моменты, приложенные к рамкам логометра,

$$\left. \begin{aligned} M_1 &= S_1 \omega_1 B(\alpha) I_{p1}, \\ M_2 &= S_2 \omega_2 B(\alpha - \psi) I_{p2}, \end{aligned} \right\} \quad (4.45)$$

* Это название происходит от греч. *logos* — отношение; логометр — измеритель отношения.

где $S_{1(2)}$, $\omega_{1(2)}$ и $I_{p1(2)}$ — соответственно площадь, число витков и сила тока в первой и второй рамках; ψ — угол между рамками. При записи выражений (4.45) учитываем, что индукция является функцией угла α .

При установившемся отклонении моменты, приложенные к рамкам, равны по величине. Поэтому

$$S_1 \omega_1 B(\alpha) I_{p1} = S_2 \omega_2 B(\alpha - \psi) I_{p2}$$

или

$$\frac{I_{p1}}{I_{p2}} = \frac{S_2 \omega_2 B(\alpha - \psi)}{S_1 \omega_1 B(\alpha)} \quad (4.46)$$

Из выражения (4.46) следует, что каждому значению отношения токов соответствует определенный угол отклонения подвижной части, т. е. имеет место зависимость

$$\alpha = F(I_{p1}/I_{p2}). \quad (4.47)$$

Таким образом, магнитоэлектрический логометр измеряет отношение токов, протекающих через рамки. Это позволяет использовать его для измерения сопротивлений резисторов.

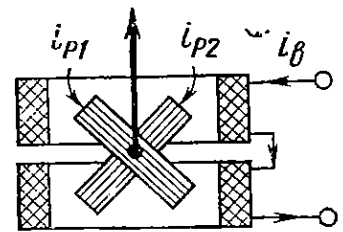


Рис. 4.14. Электродинамический логометр

На рис. 4.13 показана схема омметра, измерительным механизмом которого является магнитоэлектрический логометр. Измеряемое сопротивление включают в цепь одной из рамок. Резистор R_1 выполняет защитную роль. Согласно (4.47),

$$\alpha = F\left(\frac{I_{p1}}{I_{p2}}\right) = F\left(\frac{R_{p2} + R_2}{R_{p1} + R_1 + R_x}\right). \quad (4.48)$$

Показания логометра являются функцией измеряемого сопротивления и не зависят от значения питающего напряжения. Шкалу логометра градуируют в единицах сопротивления. В общем случае она получается неравномерной, однако, подбирая форму сердечника и полюсных наконечников, можно придать ей желаемый характер, например сделать логарифмической.

Электродинамический логометр (рис. 4.14) состоит из неподвижной катушки возбуждения и двух жестко скрепленных между собой рамок, токи к которым подводятся по безмоментным ленточкам. Угол отклонения подвижной части определяется отношением токов в рамках и не зависит от тока в неподвижной катушке. Логометры электродинамической системы применяют для измерения фазового сдвига, емкости и индуктивности на низких частотах.

§ 4.6. Самопишущие приборы

Эти приборы служат для автоматической регистрации (записи) меняющихся во времени электрических и неэлектрических величин. Их применяют в основном для записи непериодических, мед-

ленно протекающих процессов. Наибольшая частота в спектре сигнала, которую самопишущий прибор воспроизводит с малыми искажениями, составляет несколько герц. Однако разработаны приборы с увеличенной частотой собственных колебаний подвижной части, работающие в более широком диапазоне частот.

Самопишущий прибор состоит из измерительного механизма и записывающего устройства. Отклонение подвижной части регистрируется с помощью пера; при скольжении его на бумаге возникают дополнительные силы трения. Поэтому в самопишущих приборах применяют механизмы с достаточно большим вращающим моментом — магнитоэлектрические и ферродинамические.

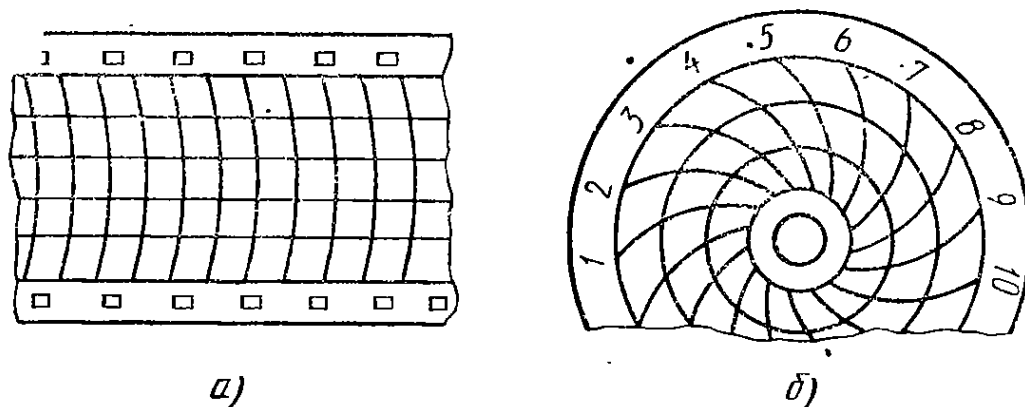


Рис. 4.15. Диаграммы:
а — ленточная; б — дисковая

Характерным для самопишущего прибора является записывающее устройство, состоящее из диаграммной бумаги (диаграммы), механизма передвижения диаграммы и пишущего узла.

Диаграмма. Запись исследуемого процесса производится на специальной бумаге, называемой для краткости диаграммой. Чаще всего используют ленточные и дисковые диаграммы (рис. 4.15).

Ленточная диаграмма представляет собой перфорированную бумажную ленту, перематываемую с одной катушки на другую. На лицевую сторону ленты типографским способом наносят координатную сетку (рис. 4.15, а).

Скорость передвижения ленточной диаграммы должна быть равна одному из значений ряда, установленного ГОСТом. Практически используют скорости движения от 10 мм/ч до 10 мм/мин.

На ленточной диаграмме можно записывать как медленно, так и быстро протекающие процессы. Даже при больших скоростях движения диаграммы запись может производиться длительно, в течение многих часов.

При исследовании медленно протекающих процессов используют **дисковые** диаграммы (рис. 4.15, б). Запись на дисковой диаграмме производится в системе координат, близкой к полярной. Угловая скорость вращения диска должна быть строго постоянной. Значения ее выбирают в пределах от 0,1 до 24 об/ч.

Механизм передвижения диаграммы. Для передвижения диаграммы используют миниатюрные синхронные двигатели, питаемые от сети переменного тока, или пружинные часовые механизмы. Самопишущие приборы имеют несколько скоростей передвижения (вращения) диаграммы. Это позволяет выбирать скорость записи с учетом характера изменения исследуемой величины.

Пишущий узел. Существуют различные способы регистрации исследуемого процесса — с помощью чернил, специальной пасты, карандаша, выжигания.

Наиболее распространенные конструкции пишущих узлов изображены на рис. 4.16 и 4.17. На рис. 4.16 показан пишущий узел для непрерывной записи чернилами. Он состоит из неподвижной чернильницы 1 и металлической или стеклянной трубки с капилляром — пера 2, жестко скрепленного со стрелкой 4 измерительного механизма. Такое устройство используют как при малых, так и при больших скоростях движения диаграммы. Исследуемый процесс записывают в криволинейных координатах, изображенных на рис. 4.15, а, б.

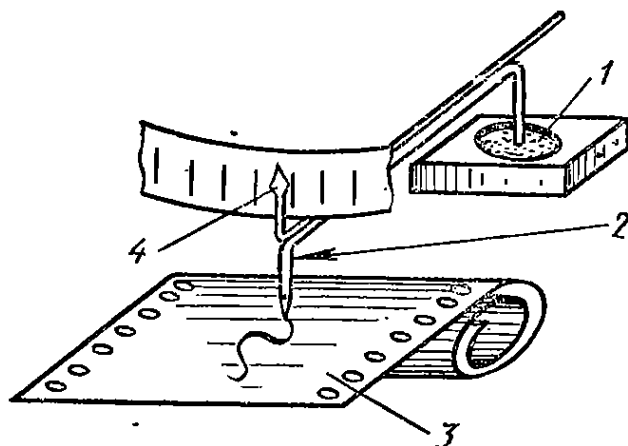


Рис. 4.16. Пишущий узел для непрерывной записи чернилами:
1 — чернильница; 2 — перо; 3 — диаграмма;
4 — стрелка

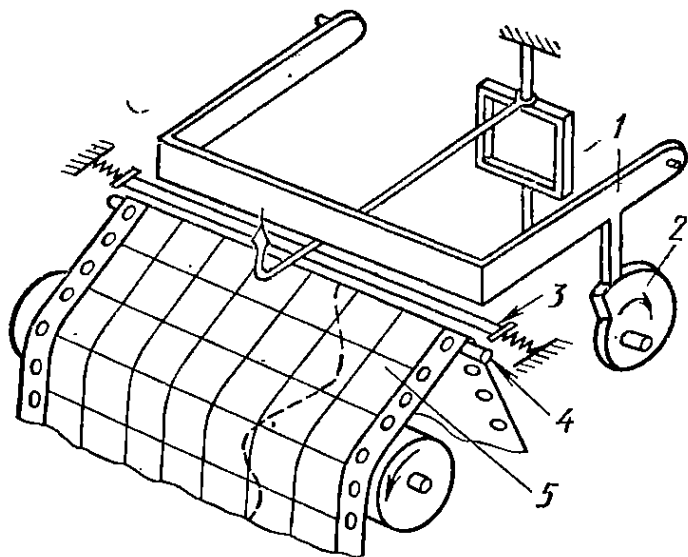


Рис. 4.17. Самопишущий прибор с точечной записью:

1 — дуга; 2 — кулачок; 3 — красящая лента; 4 — опорный валик; 5 — диаграмма

Запись чернилами применяют в самопишущих приборах с большим вращающим моментом, что исключает погрешности, обусловленные трением пера о бумагу. В измерительных механизмах с малым вращающим моментом прибегают к точечной записи. Устройство самопишущего прибора с точечной записью поясняет рис. 4.17. Пишущий узел состоит из падающей дуги 1, вращающегося кулачка 2 и красящей ленты 3. Стрелку измерительного механизма

выполняют в виде упругого стержня. Диаграммная бумага протягивается над опорным валиком 4. Кулачок 2 приводят во вращение специальным механизмом. При этом дуга 1 периодически падает на стрелку, которая ударяет по красящей ленте и на диаграммной бумаге печатается точка (черточка).

При поднятой дуге стрелка свободно перемещается и устанавливается в соответствии с измеряемым значением, не испытывая дополнительного трения. Поэтому точечная запись может применяться для исследования слабых сигналов, когда погрешности при использовании приборов с непрерывной записью недопустимо велики.

Как было указано, в простейших самопишущих приборах исследуемый процесс записывается в криволинейных координатах, что приводит к ряду неудобств при анализе диаграммы. В устройстве, показанном на рис. 4.17, с помощью опорного валика 4 осуществляется спрямление записи.

Кроме того, при точечной записи появляется возможность одновременной регистрации нескольких процессов. Для этого на измерительный механизм с помощью коммутатора поочередно подают исследуемые сигналы, а для печати используют подвижный блок из параллельно расположенных красящих лент разных цветов. Одновременно с коммутацией происходит смещение блока лент. Поэтому каждый процесс записывается на диаграммной бумаге точками соответствующего цвета.

Промышленность выпускает щитовые и переносные самопишущие приборы для записи зависимости от времени различных электрических и неэлектрических величин — тока, напряжения, мощности, температуры, давления и др.

Разработаны самопишущие приборы для записи функциональной зависимости двух физических величин, например тока через нелинейный элемент от напряжения. Такие приборы называют **двухкоординатными**.

Глава 5

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ И СИНТЕЗАТОРЫ ЧАСТОТЫ

§ 5.1. Измерительные генераторы

Для решения различных измерительных задач (измерение чувствительности радиоприемных устройств, снятие амплитудно-частотных и переходных характеристик, определение быстродействия переключающихся схем и т. д.) требуются источники электрических сигналов со строго определенными параметрами. Подобными источниками обычно служат измерительные генераторы.

Измерительные генераторы — это экранированные источники электрических сигналов, мощность (напряжение) и степень модуляции которых могут быть фиксированными или регулируемыми в определенных пределах (ГОСТ 150945—69).

Измерительные генераторы подразделяют на следующие виды:

- 1) генераторы сигналов низкочастотные — источники гармонических немодулированных или модулированных сигналов инфразвуковых, звуковых и ультразвуковых частот;

2) генераторы сигналов высокочастотные — источники гармонических немодулированных или модулированных сигналов высоких и сверхвысоких частот;

3) генераторы качающейся частоты (свип-генераторы) — источники гармонических сигналов, частота которых автоматически изменяется в пределах устанавливаемой полосы частот;

4) генераторы импульсов — источники одиночных или периодических видеоимпульсных сигналов, форма которых близка к прямоугольной;

5) генераторы сигналов специальной формы — источники одиночных или периодических видеоимпульсных сигналов, форма которых отлична от прямоугольной;

6) генераторы шумовых сигналов — источники электрических шумовых сигналов, значение спектральной плотности мощности которых или мощность шума в требуемой полосе частот известны.

Современные измерительные генераторы гармонических сигналов перекрывают диапазон частот от тысячных долей герц и до десятков гигагерц. В зависимости от конструктивных особенностей, присущих приборам, работающим в разных частях этого диапазона, измерительные генераторы (ГОСТ 9788—78) делятся на: низкочастотные (до 300 кГц); высокочастотные (от 30 кГц до 300 МГц); сверхвысокочастотные с коаксиальным выходом (от 300 МГц до 18 ГГц); сверхвысокочастотные с волноводным выходом (свыше 6 ГГц).

Отдельную группу приборов образуют генераторы с диапазоно-кварцевой стабилизацией частоты.

Для имитации реальных сигналов в генераторах предусмотрена возможность модуляции гармонических колебаний. По виду модуляции генераторы делятся на приборы с амплитудной и частотной синусоидальной модуляцией, амплитудной, частотной и фазовой импульсной модуляцией и с однополюсной модуляцией.

Выходной уровень напряжения (мощности) измерительных генераторов может быть калиброванным или некалиброванным. *Калиброванный* уровень напряжения изменяется от десятых долей вольт до сотых долей микровольт, а мощности — от единиц микроватт до 10^{-14} Вт. Выходная мощность генераторов с некалиброванным уровнем может достигать нескольких ватт. Основными метрологическими характеристиками генераторов гармонических сигналов являются погрешности установки частоты и выходного уровня сигнала, нестабильность частоты, параметры выходного сигнала при модуляции, максимальная выходная мощность на согласованной нагрузке.

Генераторы импульсных сигналов формируют одиночные или парные прямоугольные импульсы с частотой повторения от долей герц до сотен мегагерц, длительностью от долей наносекунды до нескольких секунд и амплитудой от единиц милливольт до десятков вольт.

Элементы формы реального прямоугольного импульса (рис. 5.1) определены ГОСТ 16465—70. Амплитуда U фиксируется точкой пе-

ресечения усредненной линии вершины б—б с фронтом импульса. Длительность импульса τ_n измеряют на уровне $0,5 \cdot U$, а длительности фронта τ_ϕ и среза τ_c определяются уровнями $0,1$ и $0,9 U$. Степень отклонения (искажения) формы реального импульса от иде-

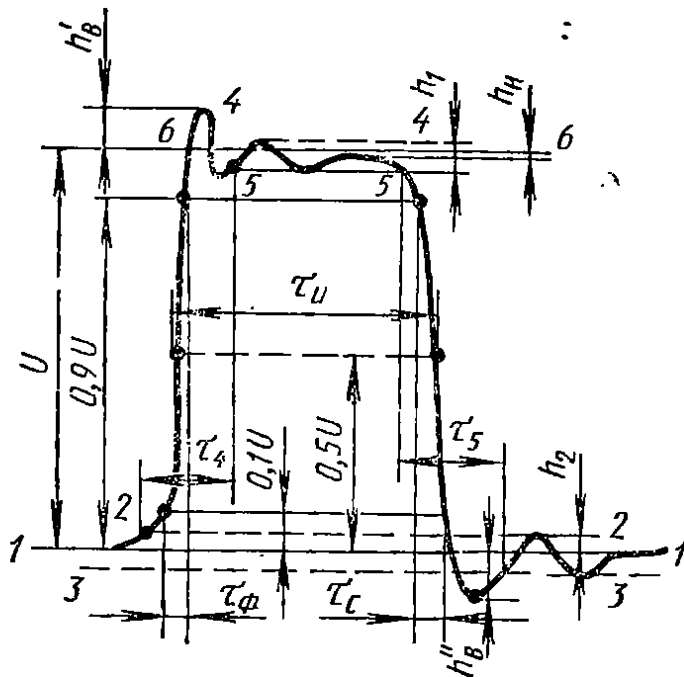


Рис. 5.1. Параметры импульсного сигнала:

1—1 — исходный уровень; 2—2, 3—3 — пределы допустимой неравномерности в паузе; 4—4; 5—5 — пределы допустимой неравномерности вершины; 6—6 — линия вершины; U — амплитуда импульса; τ_n — длительность импульса; τ_ϕ , τ_c — длительность фронта, среза; τ_y , τ_B — время установления, восстановления; h'_B , h''_B — выбросы на вершине и в паузе

ально прямоугольной оценивается длительностью фронта и среза, величинами выбросов на вершине (h'_B) и в паузах (h''_B), а также неравномерностью вершины импульса (h_1). Последняя характеризует отклонение вершины импульса от горизонтальной линии и выражается в процентах от амплитуды.

К основным характеристикам приборов относятся также погрешности установки параметров импульса. Обычно в генераторах точно калибруется лишь один из параметров выходных сигналов.

Чтобы измерительные генераторы могли входить в состав автоматизированных измерительных систем, их оборудуют интерфейсом (см. гл. 16). При этом все параметры выходных сигналов устанавливаются дистанционно.

Генераторы сигналов специальной формы создают треугольное и пилообразное напряжения. Основным элементом приборов являются функциональные генераторы.

§ 5.2. Генераторы сигналов низкочастотные

Обобщенная структурная схема генератора сигналов (рис. 5.2) включает задающий генератор, усилитель мощности, выходное устройство и электронный вольтметр.

Задающий генератор — первичный источник гармонических колебаний. Схема задающего генератора должна обеспечить широкие пределы и высокую точность установки частоты, высокую стабильность параметров гармонических колебаний и малый коэффициент нелинейных искажений.

В задающих генераторах используются три метода генерирования:

- 1) прямой;
- 2) метод биений;
- 3) метод электронного моделирования.

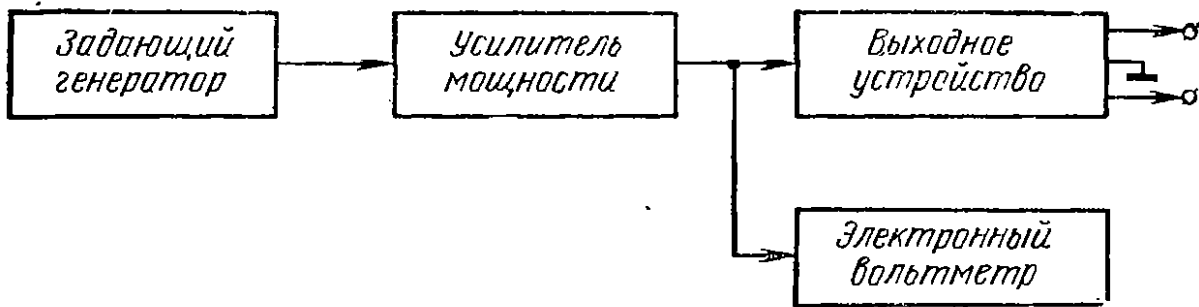


Рис. 5.2. Структурная схема измерительных генераторов звуковой и ультразвуковой частоты

1. Основу генератора (рис. 5.3, а), использующего прямой метод, составляет дифференциальный усилитель постоянного тока (УПТ), охваченный петлей комбинированной обратной связи. Обратная связь включает два делителя напряжений: частотно-избирательный и нелинейный. Частотно-избирательный, резистивно-емкостной делитель образует цепь положительной обратной связи, обеспечивающую

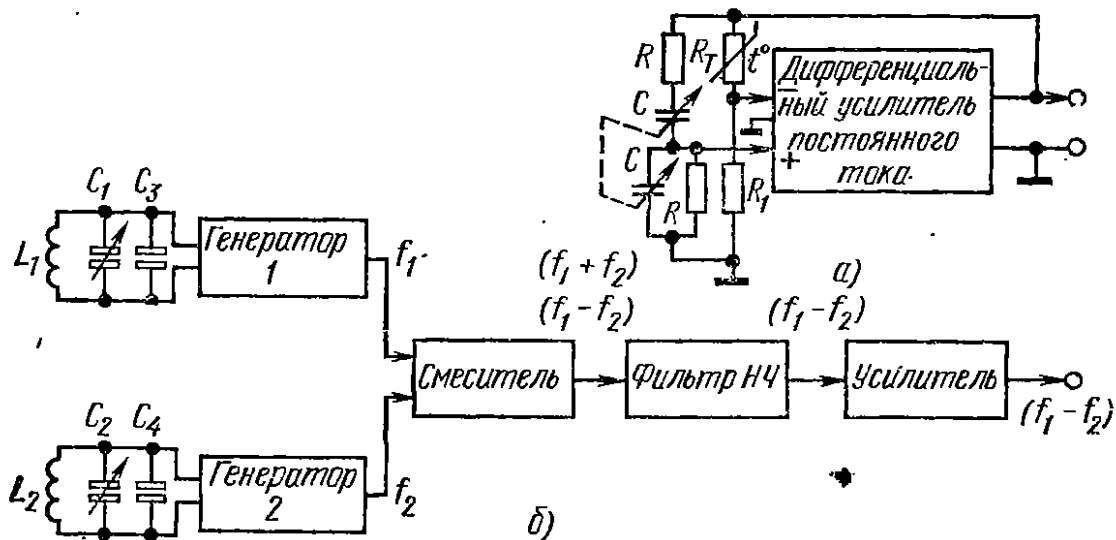


Рис. 5.3. Схемы задающих генераторов звуковой частоты:
а — прямой метод; б — метод биений

щей генерирование колебаний. Частота колебаний определяется параметрами этой цепи

$$f_0 = 1/(2\pi RC). \quad (5.1)$$

Избыток усиления реальных усилителей (порядка 40—60 дБ) используют для улучшения формы генерируемых колебаний за счет введения глубокой отрицательной обратной связи. Последнюю реализуют с помощью нелинейного делителя напряжения, образуемого линейным резистором и полупроводниковым нелинейным терморезистором.

зистором. Включение в цепь обратной связи нелинейного делителя приводит к появлению зависимости коэффициента усиления усилителя от уровня выходного напряжения. Случайное повышение выходного напряжения вызовет дополнительный нагрев терморезистора и понижение его сопротивления. Это повлечет за собой увеличение коэффициента передачи цепи отрицательной обратной связи, уменьшение усиления усилителя и, как следствие, понижение уровня выходного напряжения генератора. В свою очередь, случайное понижение уровня выходного напряжения приводит к ослаблению отрицательной обратной связи, возрастанию коэффициента усиления усилителя и восстановлению уровня генерируемых колебаний. Недостатком рассматриваемой схемы стабилизации является зависимость коэффициента отрицательной обратной связи от температуры окружающей среды. Это можно устранить, если, например, в качестве второго сопротивления также воспользоваться терморезистором, но со значительно большей тепловой инерционностью.

2. Метод биений заключается в том, что колебания звуковой частоты образуются в результате воздействия на нелинейный элемент двух близких по частоте гармонических колебаний. Функциональная схема задающего генератора содержит два высокочастотных первичных генератора, смеситель, фильтр и усилитель (рис. 5.3, б). Колебания первичных генераторов с частотами f_1 и f_2 поступают на смеситель. Выходное напряжение смесителя содержит составляющую разностной частоты $(f_1 - f_2)$, которая после фильтрации и усиления поступает на выход генератора. Допустим, что частота колебаний первого генератора имеет фиксированное значение, например $f_1 = 100$ кГц, а частота f_2 плавно изменяется от 80 до 100 кГц. При этом частота колебаний на выходе смесителя может принимать любое значение от 20 кГц до 0 Гц. Шкалу перестройки частоты второго генератора f_2 можно проградуировать так, чтобы ее показания соответствовали частоте колебаний на выходе генератора. Допустим, что частота f_1 первого генератора также изменяется, но в более ограниченных пределах, например от 99 до 101 кГц. Одновременно полагаем, что его шкала фиксирует отклонение частоты f_1 от центрального значения, равного 100 кГц. При этом условии частота выходных колебаний равна алгебраической сумме показаний шкал первичных генераторов. Введение ограниченной перестройки частоты f_1 позволяет осуществить так называемую тонкую расстройку частоты, под которой понимают точное изменение ранее установленного значения частоты колебаний на величину, не превосходящую в данном примере $\pm 1,0$ кГц. Тонкая расстройка путем изменения частоты f_2 практически неосуществима, так как шкала частот этого генератора проградуирована в пределах рабочего диапазона перестройки (0—20 кГц). В то же время диапазон перестройки частот, вынесенных на шкалу первого генератора, составляет всего 2 кГц, поэтому для введения расстройки в 1 кГц ротор конденсатора C_1 следует повернуть на угол, равный половине его рабочего сектора. Возможность тонкой пере-

стройки частоты составляет важное преимущество генераторов, использующих метод биений. По сравнению с прямым методом биений предъявляет повышенные требования к стабильности частоты первичных генераторов. Действительно, даже незначительное случайное отклонение частот f_1 или f_2 влечет за собой недопустимое изменение частоты выходных колебаний. Например, если $f_1 = 100$ кГц, а нестабильность частоты $\Delta f_1/f_1 = 10^{-2}$, то случайный уход частоты колебаний на выходе задающего генератора может составить 1,0 кГц, что практически недопустимо.

При разработке измерительных генераторов, основанных на методе биения, принимают меры, направленные на обеспечение высокой стабильности частоты первичных источников колебаний. Как правило, предусматривают возможность периодической калибровки частоты генератора. Коэффициент нелинейных искажений генерируемых колебаний обычно составляет десятые доли процента и в основном определяется качеством фильтра и последующего усилителя.

3. Метод электронного моделирования используют для получения гармонических колебаний инфранизкой частоты. В этом случае задающей генератор представляет собой электронную модель дифференциальных уравнений вида

$$d^2u/dt^2 + \omega_0^2 u = 0. \quad (5.2)$$

Так как решением уравнения (5.2) является функция $u(t) = U_m \sin(\omega_0 t + \varphi)$, то выходное напряжение модели будет изменяться по гармоническому закону с частотой ω_0 .

Переходя к построению структурной схемы модели, исходное дифференциальное уравнение второго порядка представим эквивалентной системой двух дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\left. \begin{aligned} du/dt &= -\xi \chi, \\ d\chi/dt &= \frac{\omega_0^2}{\xi} u, \end{aligned} \right\} \quad (5.3)$$

где χ — вспомогательная переменная; ξ — постоянный коэффициент.

Эквивалентность (5.2) и (5.3) легко проверить, подставляя второе уравнение (5.3) в продифференцированное первое. Выполнив интегрирование, приведем уравнения (5.3) к виду, удобному для моделирования:

$$\left. \begin{aligned} u(t) &= -\xi \int_0^t \chi(\tau) d\tau, \\ \chi(t) &= \frac{\omega_0^2}{\xi} \int_0^t u(\tau) d\tau, \end{aligned} \right\} \quad (5.3a)$$

где τ — независимая переменная.

Электронной моделью для первого уравнения (5.3а) может служить обычный интегрирующий усилитель (рис. 5.4, а), а для второго — сочетание интегрирующего усилителя и инвертора с коэффициентом передачи, равным единице (рис. 5.4, б). Для схем, представленных на рис. 5.4, а, б, входные и выходные напряжения связаны между собой соотношениями

$$\left. \begin{aligned} u_2(t) &= -\frac{1}{C_1 R_1} \int_0^t u_1(\tau) d\tau, \\ u_4(t) &= \frac{R_4}{R_3} \frac{1}{k} \frac{1}{C_2 R_2} \int_0^t u_3(t) dt, \end{aligned} \right\} (5.4)$$

где k — коэффициент ослабления напряжения делителем R_5 .

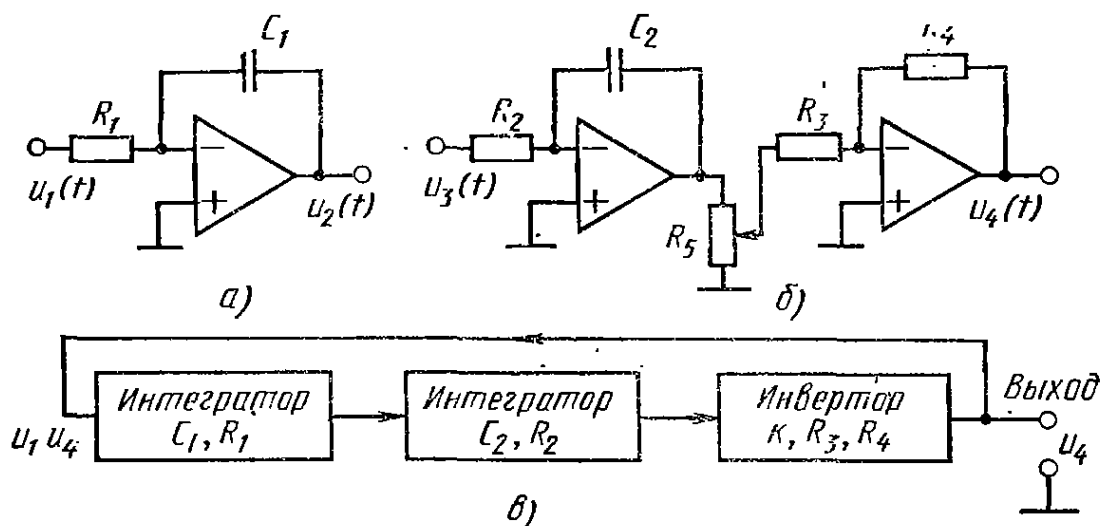


Рис. 5.4. Схема задающего генератора инфранизкой частоты: а — интегратор; б — интегратор и инвертор; в — структурная схема генератора

Согласно соотношениям (5.3а), выходное напряжение первого интегратора должно быть входным напряжением второго, а выходное напряжение второго служит входным для первого. Следовательно, при объединении элементов (см. рис. 5.4, а, б) в общую схему необходимо выполнить следующие условия: $u_1(t) = u_4(t)$; $u_3(t) = u_2(t)$. В окончательном виде схема задающего генератора представлена на рис. 5.4, в.

Зависимость частоты ω_0 выходных колебаний от параметров элементов модели можно установить из эквивалентности соотношений (5.3а) и (5.4). Из сравнения коэффициентов следует, что

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_4}{k C_1 C_2 R_1 R_2 R_3}}. \quad (5.5)$$

Или, положив $C_1 = C_2 = C$; $R_1 = R_2 = R$ и $R_3 = R_4$, имеем

$$\omega_0 = 1/(CR \sqrt{k}). \quad (5.6)$$

Таким образом, изменяя коэффициент ослабления делителя напряжения k , можно плавно изменить частоту выходных колебаний. Сравнивая соотношения (5.1) и (5.6), видим, что при равных значениях C и R частота колебаний, создаваемых электронной моделью, в \sqrt{k} раз меньше, чем частота колебаний при прямом методе генерирования.

Усилитель мощности (см. рис. 5.2) является составной частью измерительных генераторов различного типа и служит для согласования относительно высокоомного выхода задающего генератора с низкоомным входным сопротивлением последующих аттенюаторов. Предусмотренная в схеме усилителя регулировка коэффициента усиления позволяет по показаниям вольтметра установить на входе аттенюаторов требуемый уровень напряжения. Вводимая в схему усилителя отрицательная обратная связь способствует повышению стабильности характеристик усилителя и уменьшает степень нелинейных искажений усиливаемого напряжения. В ряде случаев усилитель мощности объединен со схемой задающего генератора.

Выходное устройство осуществляет контролируемое ослабление напряжения, поступающего от усилителя, а также обеспечивает согласование измерительного генератора с внешней нагрузкой. Выходное устройство состоит из ступенчатых аттенюаторов, проградуированных в децибелах, и трансформатора сопротивлений. Напряжение, поступающее на аттенюаторы, контролируют с помощью вольтметра. Отношение максимального уровня выходного напряжения к минимальному обычно составляет 10^5 — 10^6 . Выходное напряжение генератора определяют путем расчета по показаниям вольтметра u_m и введенному ослаблению A (дБ):

$$u_{\text{вых}} = u_m 10^{-A \text{ (дБ)}/20}. \quad (5.7)$$

Как правило, выходное устройство содержит два ступенчатых аттенюатора, включенных последовательно. Результирующее ослабление A (дБ) равно сумме ослаблений, вносимых каждым аттенюатором: $A \text{ (дБ)} = A_1 + A_2$. Шаг дискретного изменения затухания, создаваемого первым аттенюатором, выбирают равным 10 дБ, а второго — 1 дБ. Такое сочетание обеспечивает малую дискретность (1 дБ) и широкие пределы ступенчатого изменения затуха-

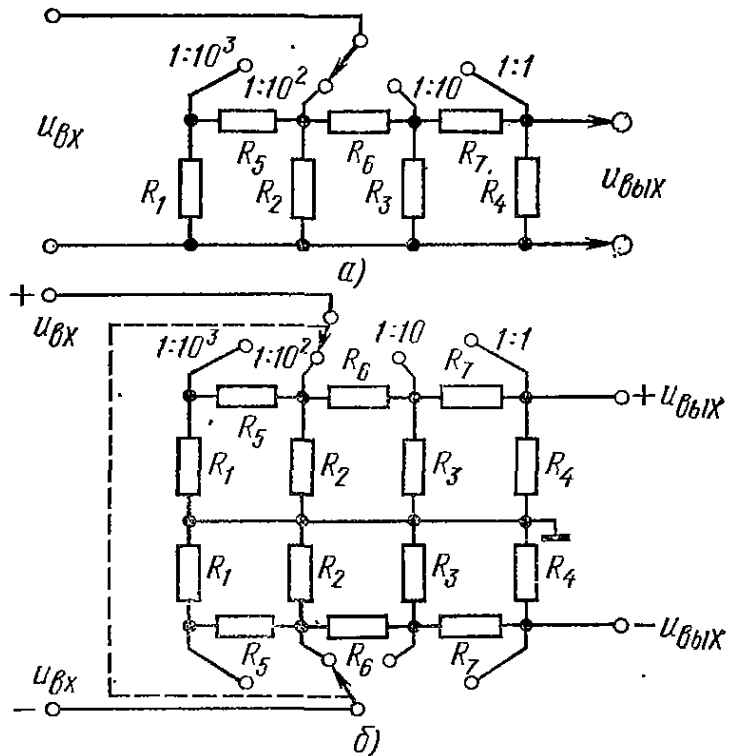


Рис. 5.5. Ступенчатые аттенюаторы:
а — несимметричный; б — симметричный

ния. В качестве аттенюаторов используют специальные делители напряжения на резисторах (рис. 5.5, а, б). Изменение затухания достигается выключением (включением) части резисторов. Характерной особенностью аттенюаторов является независимость входного и выходного сопротивлений от частоты и вводимого ослабления. Симметричный аттенюатор используют в измерительных генераторах с симметричным выходом.

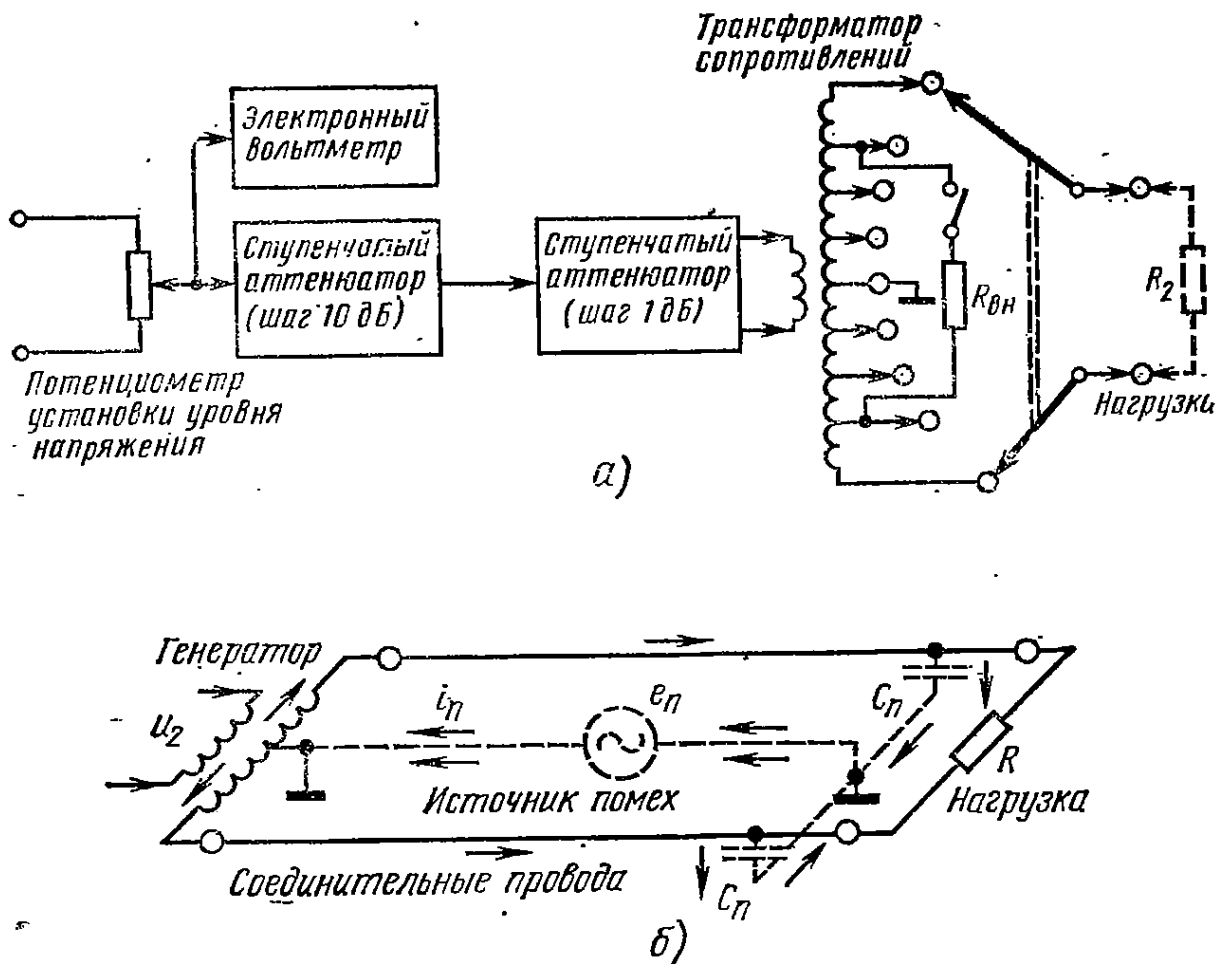


Рис. 5.6. Выходное устройство звукового генератора:

а — структурная схема; б — ослабление синфазной помехи при симметричном выходе

Градировку шкал аттенюаторов выполняют при включении стандартной нагрузки, равной 600 Ом. Любое отклонение сопротивления реальной нагрузки от стандартного значения приведет к нарушению градуировки шкал аттенюаторов и, следовательно, к появлению ошибок при установке выходного напряжения. Приведение различных сопротивлений реальных нагрузок R_2 к стандартному значению (600 Ом) осуществляют с помощью трансформатора сопротивлений (рис. 5.6). С учетом коэффициента трансформации n сопротивление нагрузки, приведенное к выходным зажимам аттенюаторов, равно $R_1 = R_2/n^2$, где $n = \omega_2/\omega_1$ — коэффициент трансформации (отношение числа витков ω_2 вторичной обмотки к числу витков ω_1 первичной).

Выбрав дискретный ряд сопротивлений $R_2^{(i)}$ типовых нагрузок, можно рассчитать значения коэффициентов трансформации, обеспечивающих необходимое согласование. Расчетное соотношение для

n_i получим из приведенной формулы, положив в ней $R_1=600$ Ом:
 $n_i = \sqrt{R_2^{(i)}/600}$. Рассчитанные коэффициенты трансформации реализуют переключением числа витков вторичной обмотки (рис. 5.6). Если сопротивление нагрузки велико ($R_2 \gg 600$ Ом), то с целью исключения ошибок в установке уровня выходного напряжения параллельно с R_2 включают сопротивление $R_{вн}=600$ Ом, входящее в схему прибора.

Типовые измерительные генераторы звуковой частоты имеют два вида выхода: несимметричный и симметричный. Симметричный выход образуют путем соединения средней точки вторичной обмотки трансформатора с корпусом прибора (рис. 5.6, а). Использование симметричного выхода способствует понижению уровня помех на входных зажимах внешней нагрузки. Действительно, как следует из схемы рис. 5.6, б, наличие симметрии относительно земли обуславливает взаимную компенсацию токов помех, текущих через нагрузку. Нарушение симметрии приводит к появлению в нагрузке нескомпенсированной составляющей тока помех.

Кроме рассмотренных генераторов источниками низкочастотных сигналов могут служить функциональные генераторы (см. § 5.5) и синтезаторы частот (см. § 5.7).

§ 5.3. Генераторы сигналов высокочастотные

Измерительные генераторы высокочастотных сигналов (свыше 30 кГц) являются источниками гармонических немодулированных или модулированных электрических колебаний, параметры которых изменяются в широких пределах и фиксируются с нормированной погрешностью.

При последующем рассмотрении генераторы этого вида целесообразно разбить на генераторы: 1) высоких частот (30 кГц—50 МГц), 2) ультравысоких частот (50—300 МГц); 3) сверхвысоких частот (свыше 300 МГц).

1. Генераторы высоких частот в основном используют для настройки радиовещательных приемников. Их особенностью являются наличие амплитудной модуляции и возможность установки сигнала от 1 В до 1 мкВ.

Структурные схемы генераторов представлены на рис. 5.7, а, б. Основными узлами генератора (рис. 5.7, а) служат задающий генератор, широкополосный усилитель (модулятор) и выходное устройство.

Задающий LC-генератор определяет основные характеристики прибора, в том числе стабильность частоты и амплитуды, а также спектральную «чистоту» выходного сигнала. Генератор, как правило, строится на базе широкополосного усилителя, охваченного кольцом отрицательной обратной связи (см. § 5.2). Весь частотный диапазон генератора разбит на ряд поддиапазонов. Перестройка частоты в пределах поддиапазона осуществляется кон-

денсатором переменной емкости, переход к новому поддиапазону — посредством коммутации катушек индуктивности.

Усилитель (модулятор) с переменным коэффициентом усиления, управляемым электрическим напряжением, является буферным каскадом, способствующим стабильности частоты, и одновременно амплитудным модулятором. Модулирующее напряжение создают либо внутренним генератором (частота 1 кГц), либо подводят извне. На выходе усилителя включен фильтр верхних частот (рис. 5.7, в).

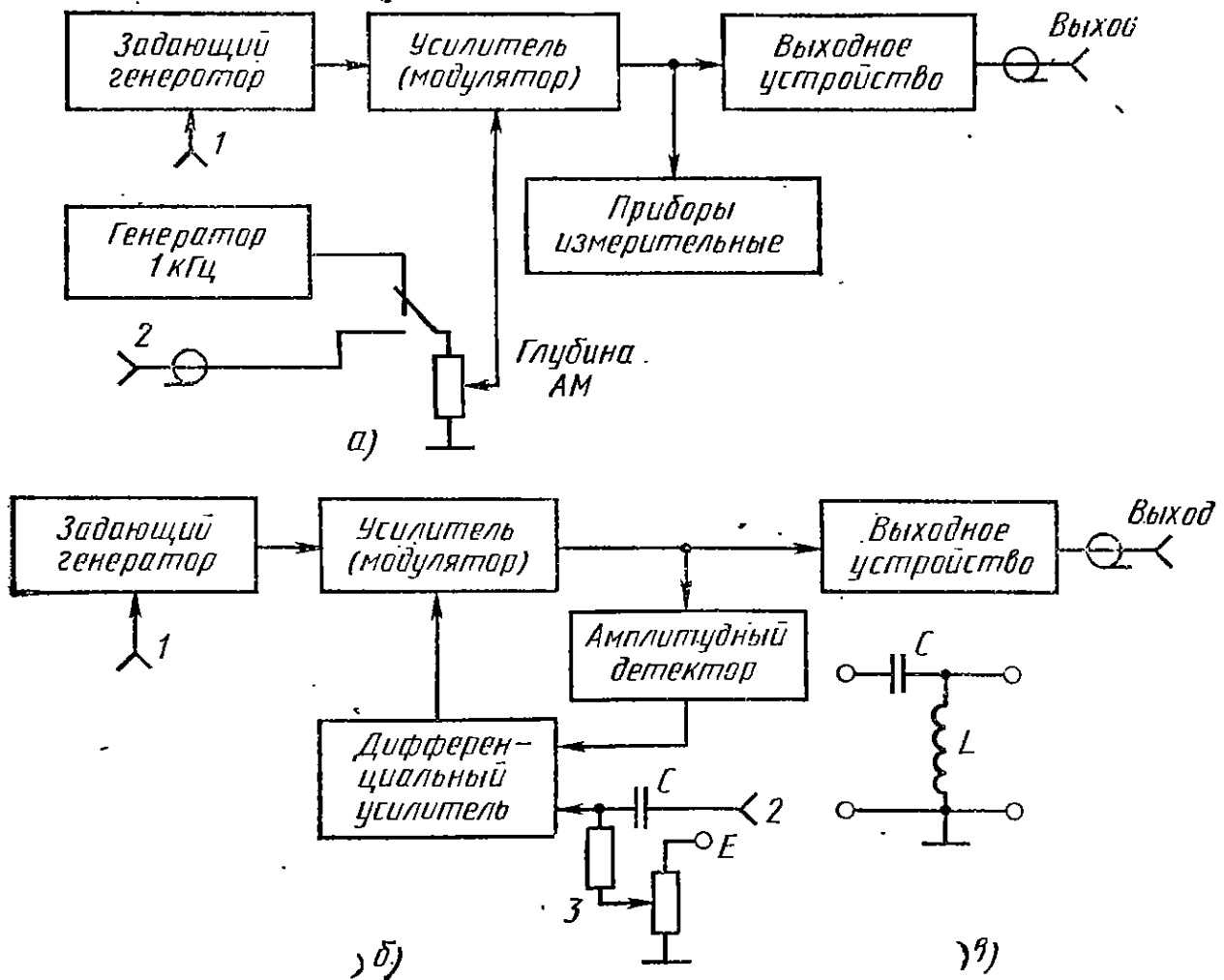


Рис. 5.7. Генератор высоких частот:

а — с ручной регулировкой уровня сигнала; б — с автоматической регулировкой уровня сигнала; в — фильтр верхних частот: 1 — вход ЧМ; 2 — вход АМ; 3 — установка уровня

Поясним эффект амплитудной модуляции (рис. 5.8). Модулирующее напряжение 2 изменяет положение рабочей точки на характеристике усилителя 1. Это приводит к изменению коэффициента усиления для высокочастотного сигнала. Вначале зафиксируем три положения рабочей точки (а, б, в). При неизменном входном напряжении интенсивность выходного сигнала максимальная в точке б и минимальная в точке в. Выходное напряжение усилителя после фильтра верхних частот (рис. 5.7, в) имеет вид последовательности колебаний с разными амплитудами. Соответственно при непрерывном смещении рабочей точки амплитуда высокочастотных колебаний изменяется, повторяя форму модулирующего напряжения (рис.

5.8, б). Амплитудную модуляцию контролируют измерителем амплитудной модуляции или по шкале низкочастотного аттенюатора, прокалиброванного непосредственно в процентах глубины модуляции (рис. 5.9). Значение модулирующего напряжения на входе низкочастотного аттенюатора поддерживают неизменным с помощью потенциометра и отсчетного гальванометра. Очевидно, что уровень выходного сигнала можно регулировать, смещая рабочую точку на характеристике I усилителя с помощью постоянного (опорного) напряжения.

Рассмотренная структурная схема прибора (см. рис. 5.7, а) предполагает ручную регулировку для поддержания постоянным уровня напряжения, поступающего на аттенюатор. В современных измерительных генераторах этот процесс автоматизирован. Система автоматического регулирования (см. рис. 5.7, б) состоит из амплитудного детектора, постоянное напряжение которого пропорционально уровню сигнала на входе аттенюаторов, и дифференциального усилителя постоянного тока. Последний является устройством сравнения.

Сравнивается реальный уровень сигнала с требуемым, заданным значением опорного напряжения. При их неравенстве возникает напряжение рассогласования, которое, изменяя коэффициент усиления усилителя (модулятора), восстанавливает необходимое соответствие. Постоянная времени системы регулирования выбрана достаточно большой, с тем чтобы система не реагировала на амплитудную модуляцию высокочастотного сигнала. Модулирующее напряжение в этой схеме можно подавать непосредственно на вход дифференциального усилителя.

Выходное устройство представляет собой систему калиброванных аттенюаторов, обеспечивающих широкое изменение уровня выходного напряжения. Так как измерение малых уровней напряжения затруднительно, то о значении выходного сигнала судят по показанию вольтметра, включенного на входе аттенюаторов, и известному коэффициенту ослабления, вносимому ими. Для облегчения работы с прибором шкалы аттенюаторов градуируют таким образом, что если показание вольтметра соответствует калибро-

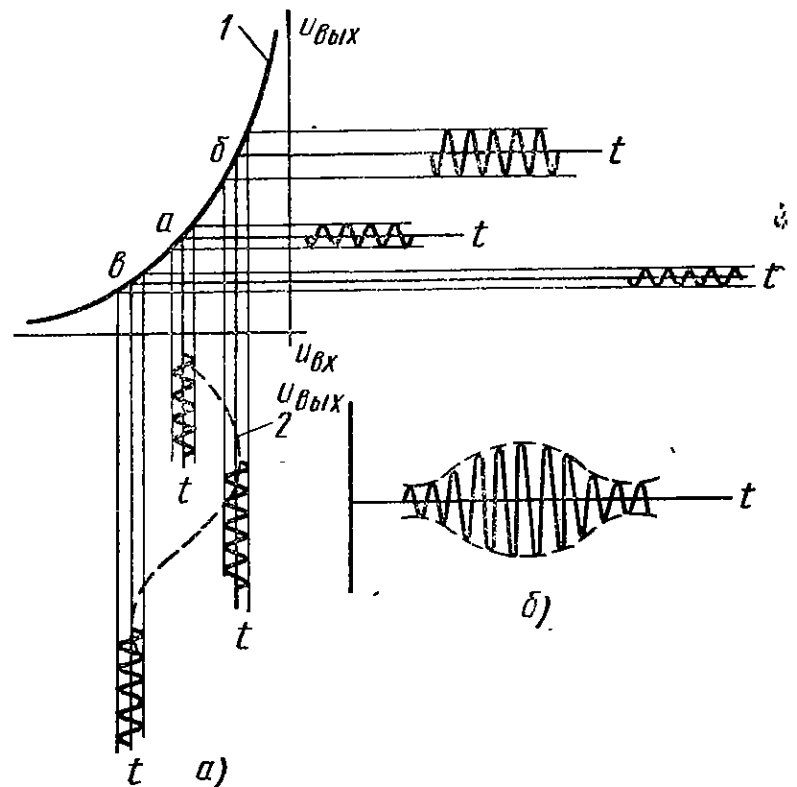


Рис. 5.8. Амплитудная модуляция:

a — зависимость уровня сигнала от выбора рабочей точки; $б$ — форма напряжения на выходе фильтра; 1 — характеристика усилителя-модулятора; 2 — модулирующее напряжение

ванной точке K , то выходное напряжение (мкВ) равно произведению показаний шкал отдельных аттенюаторов: $u_{\text{вых}} = K_{\text{п}} K_{\text{с}} K_{\text{Г}}$ (рис. 5.10). Для уменьшения влияния нагрузок на градуировку шкал

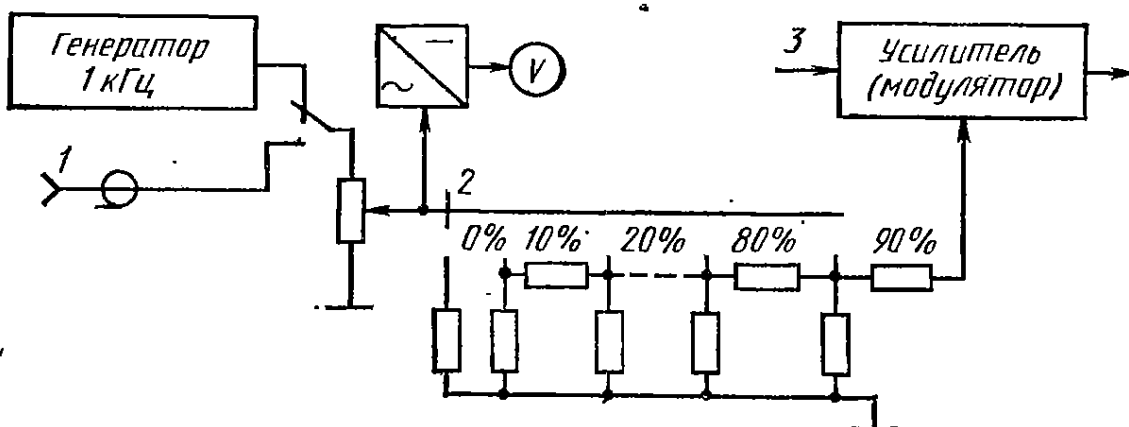


Рис. 5.9. Аттенюатор для формирования калибровочного модулирующего напряжения:

1 — внешняя АМ; 2 — глубина АМ; 3 — колебания от задающего генератора

аттенюаторов выходное сопротивление генератора (на зажимах внешнего делителя) выбирают достаточно малым (единицы ом).

Очевидно, что точность установки выходного напряжения определяется не только погрешностью фиксации входного напряжения,

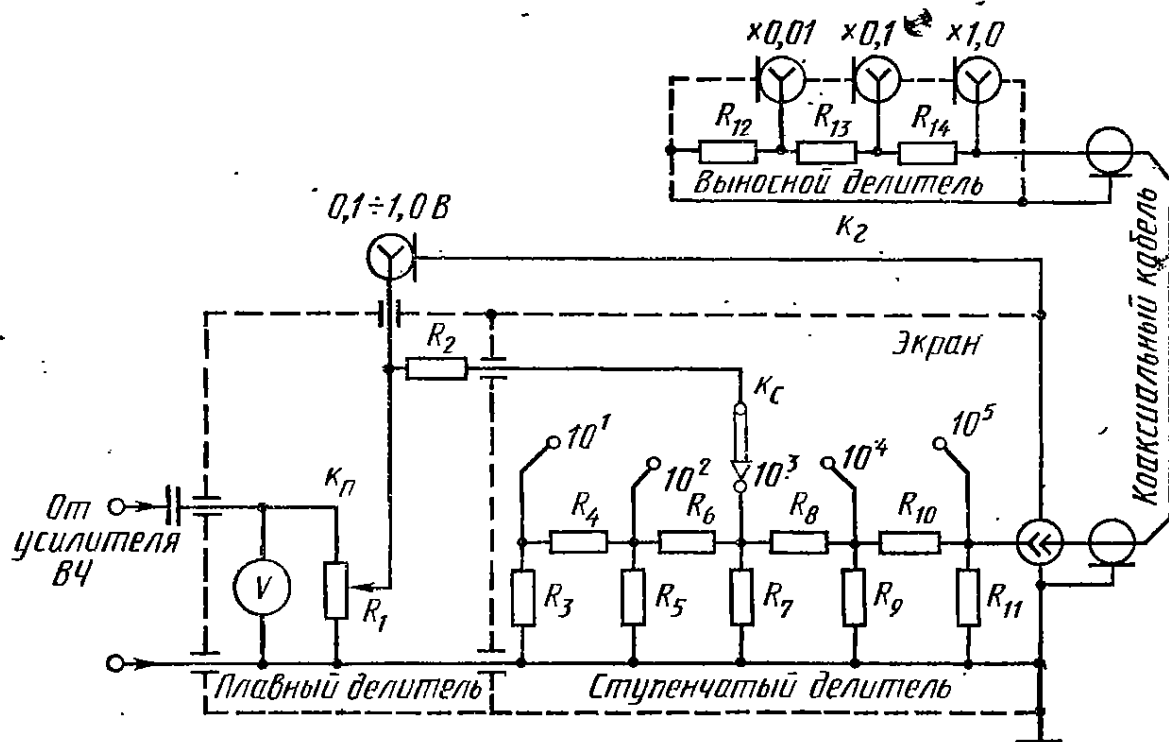


Рис. 5.10. Выходное устройство генератора высоких частот

но и погрешностями аттенюаторов. В измерительных генераторах высокой частоты, как правило, используют сочетание потенциометров для плавного уменьшения уровня со ступенчатыми резистивными аттенюаторами, выполненными по декадной схеме. Для умень-

шения ошибок из-за влияния параметров соединительных проводов выход генераторов обычно рассчитан на подключение типового коаксиального кабеля с выносным делителем напряжения. Погрешность ослабления выходного напряжения в этом случае не превышает единиц процентов.

Высокая чувствительность радиоприемных устройств, для исследования и настройки которых в основном предназначен генератор, обуславливает необходимость в малых калиброванных уровнях напряжения. В связи с этим в генераторах высокой частоты большое значение имеет экранировка как всего прибора, так и его отдель-

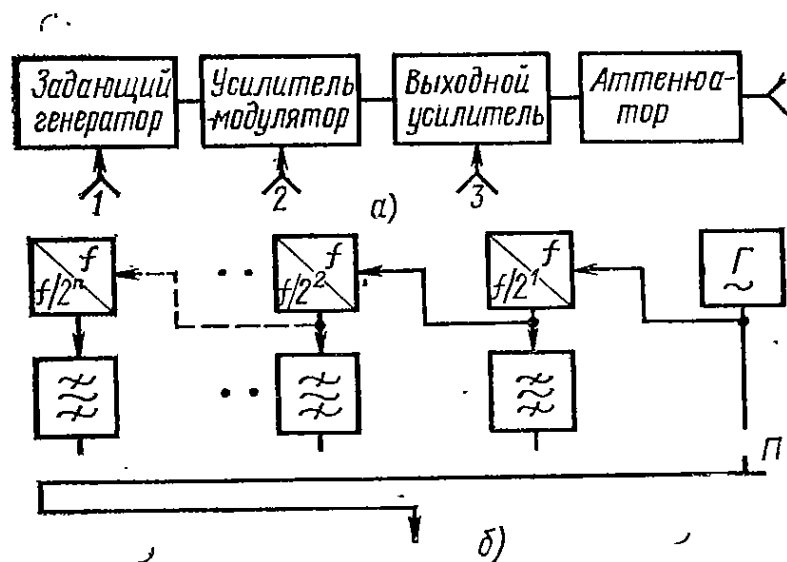


Рис. 5.11. Генератор ультравысоких частот:
а — структурная схема; б — генератор на делителях частоты

ных блоков. В ряде случаев наиболее ответственные блоки (задающий генератор, аттенюаторы) экранируют двойным экраном, а все цепи питания снабжают высокочастотными фильтрами для предохранения от распространения по ним напряжения генерируемой частоты.

2. Генераторы ультравысоких частот (рис. 5.11, а, б) предназначены для настройки УКВ-приемников с частотной модуляцией систем радионавигации, телевидения и т. д. В приборах предусмотрены амплитудная, частотная и импульсная модуляции. Частотную модуляцию осуществляют в задающем генераторе, амплитудную — в усилителе-модуляторе, импульсную — в выходном усилителе. Принятое построение прибора позволяет одновременно и в произвольном сочетании реализовать все виды модуляции.

Частота задающего LC -генератора модулируется за счет изменения вносимой реактивности, управляемой электрическим напряжением. К управляемой реактивности предъявляют ряд требований: высокая и стабильная добротность, широкие пределы относительного изменения вносимой расстройки, большой диапазон и линейность характеристики управления, малое потребление мощности от источника управляющего напряжения и т. д. Практически в качестве вносимой реактивности используют варикапы, барьерная

емкость которых изменяется под воздействием напряжения. Модулирующее напряжение поступает на варикап со схемы компенсации искажений, которая осуществляет предварительное искажение напряжения по закону, обратному вольтчастотной характеристике варикапа. Это обеспечивает линейную зависимость девиации частоты от исходного напряжения.

Необходимое число частотных поддиапазонов можно создать и без коммутации катушек индуктивности. Первичный генератор (рис. 5.11, б) перестраивается в пределах верхнего поддиапазона частот с помощью конденсатора переменной емкости. Переход к следующему поддиапазону осуществляется делителем частоты, реализуемым с помощью пересчетных схем (см. гл. 3). Подобное построение приборов упрощает конструкцию и повышает стабильность частоты.

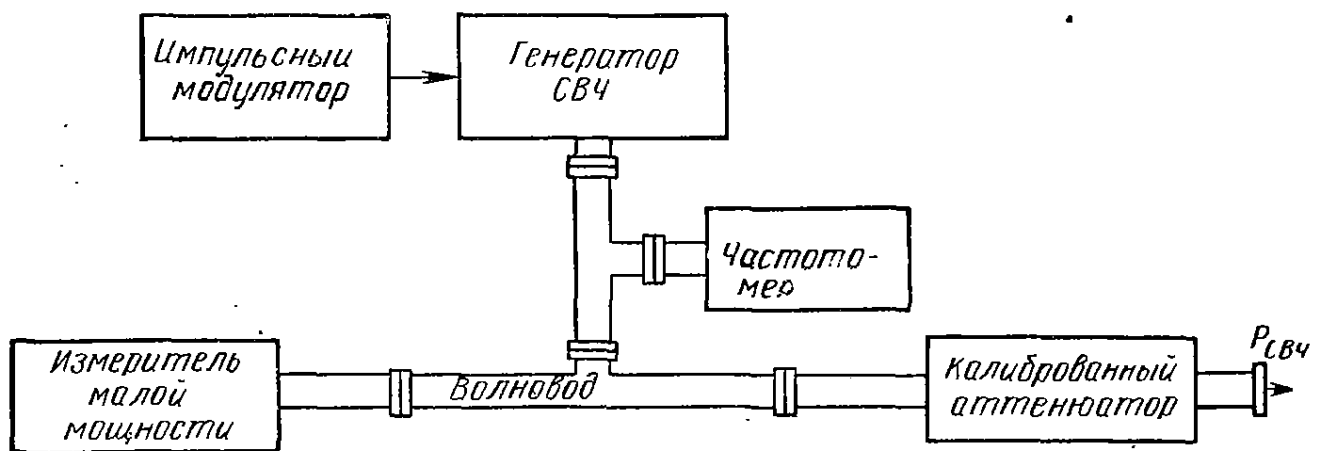


Рис. 5.12. Генератор сверхвысоких частот

3. Генераторы сигналов сверхвысоких частот (рис. 5.12) используют для настройки радиоприемных устройств радиолокационных и радионавигационных станций, систем космической связи, измерения параметров антенн и т. п. Генераторы делятся на приборы с коаксиальным выходом (от 300 МГц до 18 ГГц) и с волноводным выходом (свыше 6 ГГц). Некалиброванная мощность приборов достигает единиц ватт, а калиброванная обычно изменяется от нескольких микроватт до 10^{-14} — 10^{-16} Вт. Особенностью измерительных генераторов этого вида являются относительная простота структурной схемы и сложность механической части приборов.

Задающие генераторы приборов выполняют на отражательных клистродах с внешним (Г4-55, Г4-79) или внутренним (Г4-90, Г4-91) резонатором, на диодах Ганна с внешним резонатором (Г4-112, Г4-135) или на лампах обратной волны (ЛОВ).

Отсчет частоты при использовании клистронов с внешним резонатором осуществляется по шкалам, механически связанным с устройством перестройки. Мощность СВЧ выводится из клистронов с помощью подвижных устройств связи. Введение в механизм связи этих устройств с органами перестройки частоты зависимости, об-

ратной закономерности изменения генерируемой мощности от частоты, обеспечит постоянство уровня выходного сигнала.

Грубая установка частоты клистронов с внутренним резонатором осуществляется механическим изменением объема резонатора, а точная — изменением напряжения на его отражателе. В некоторых генераторах одновременно с механической перестройкой резонатора автоматически изменяется и напряжение на отражателе. Это облегчает перестройку и обеспечивает работу клистрона вблизи оптимального режима. Установку частоты осуществляют по показаниям частотомера с объемным резонатором.

Мощность колебаний контролируют измерителями малой мощности (см. гл. 10).

Если сопротивления нагрузок, подключенных к концам волновода (рис. 5.12), согласованы с его волновым сопротивлением, то показания измерителя соответствуют мощности СВЧ, поступающей на вход калиброванного аттенюатора. В качестве последнего в генераторах сантиметрового диапазона используют предельные, поглощающие или ферритовые аттенюаторы, шкалы которых градуируют в децибелах. Выходная мощность может оцениваться как в абсолютных (ватт, милливатт, микроватт), так и относительных единицах — числом децибел по отношению к выбранному уровню мощности (1 Вт, 1 мВт). В первом случае выходная мощность

$$R_{\text{вых}} = P_m 10^{-A(\text{дБ})/10}, \quad (5.8)$$

где P_m — показание измерителя малой мощности; $A(\text{дБ})$ — ослабление аттенюатора.

Для импульсной модуляции колебаний СВЧ импульсное напряжение подают на отражатель клистрона. Значение напряжения выбирают так, чтобы на время действия импульса клистрон находился в режиме оптимальной генерации. Напряжение на отражателе, действующее в промежутках между импульсами, выбрано таким, чтобы клистрон не генерировал. Модуляция колебаний СВЧ может осуществляться от специального генератора импульсного напряжения (модулятора) или от соответствующего внешнего источника импульсов.

В измерительных генераторах СВЧ нужна тщательная экранировка, так как утечка мощности при прочих равных условиях с ростом частоты возрастает. Провода питания для предупреждения по ним утечки выполняют в виде коаксиальных кабелей со специальным наполнением, хорошо поглощающим энергию СВЧ. Повышенные требования предъявляют также к источникам питания, так как клистроны чувствительны к нестабильности питающих напряжений.

В измерительной аппаратуре СВЧ кроме клистронов могут применяться лампы обратной волны (ЛОВ). Для измерительных целей обычно используют ЛОВ с прямым электронным потоком и продольным фокусирующим магнитным полем. Подобные ЛОВ допускают плавную электронную перестройку частоты в широком диапазоне.

В последние годы появились измерительные генераторы СВЧ, работающие на использовании эффектов, возникающих в некоторых полупроводниковых материалах (арсенид галлия *n*-типа) при наличии сильных электрических полей, — генераторы Ганна и др.

§ 5.4. Генераторы качающейся частоты

Генераторами качающейся частоты (ГКЧ) (рис. 5.13) называют источники гармонических колебаний со специальным (линейным, логарифмическим и т. д.) законом изменения частоты в пределах заданной полосы качания (Δf). Последняя есть разность

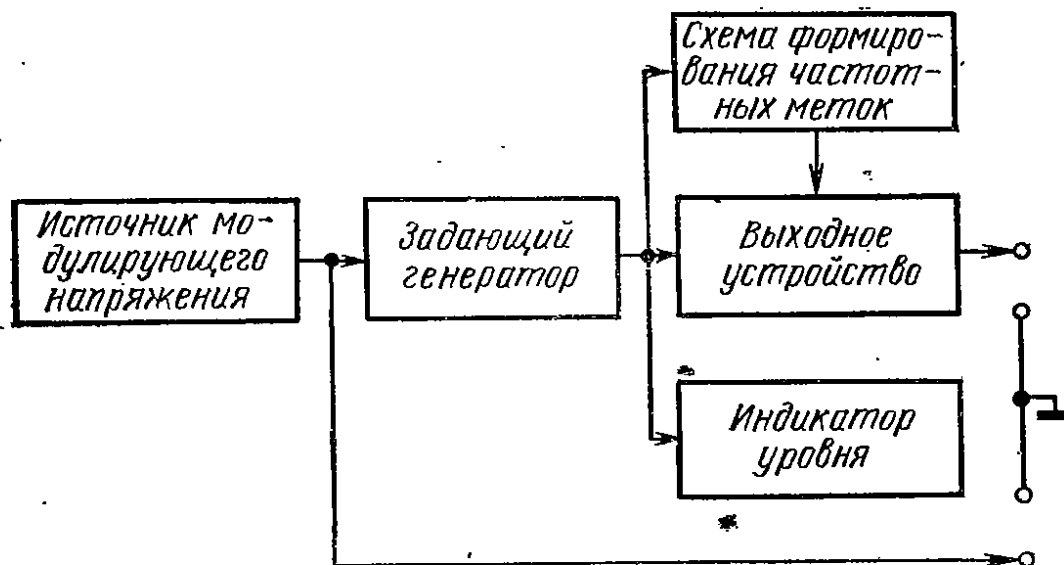


Рис. 5.13. Генератор качающейся частоты

начального f_H и конечного f_K значений частоты. В зависимости от ее значения ГКЧ делятся на узкополосные (Δf не более 1% от максимальной частоты рабочего диапазона или поддиапазона), широкополосные ($\Delta f 100 > 1\%$) и комбинированные.

Основные параметры генераторов (ГОСТ 15166—73) делят на частотные и амплитудные. К первым относят диапазон рабочих частот, полосу качания, длительность автоматического качания частоты, нелинейность ее перестройки и т. д. Ко вторым — уровень выходной мощности (напряжения) при работе на согласованную нагрузку, неравномерность этого уровня при перестройке частоты и т. д.

К генераторам предъявляются следующие требования: *линейность модуляционной характеристики, постоянство выходного уровня и малая побочная модуляция.*

В ГКЧ применяют *прямой* метод генерации и метод *биений* (см. § 5.2). В диапазоне от единиц микрогерц до десятков мегагерц используют функциональные генераторы (см. § 5.5) с электронным управлением частотой. Очевидно, что частоту таких генераторов можно регулировать, изменяя ток зарядки (разрядки) емкости интегратора. При наличии преобразователей цифровых кодов в сиг-

налы управления исполнительными элементами возможно дистанционное и программное изменение частоты.

Автоматическое качание частоты в широких пределах без коммутации элементов колебательной системы легко реализуется в низкочастотных генераторах на биениях. При этом в качестве перестраиваемого гетеродина может служить LC -генератор с электронным управлением частотой.

Существует несколько способов управления частотой высокочастотных LC -генераторов.

Практическое применение находит способ перестройки частоты посредством изменения величины барьерной емкости p - n -перехода полупроводникового диода (варикапа). Емкость p - n -перехода (диод D_1 на рис. 5.14) полностью или частично включается в цепь колебательного контура генератора. Модулирующее напряжение $U_{\text{мод}}$, воздействуя на диод D_1 , изменяет его барьерную емкость, а следовательно, и частоту генерируемых колебаний.

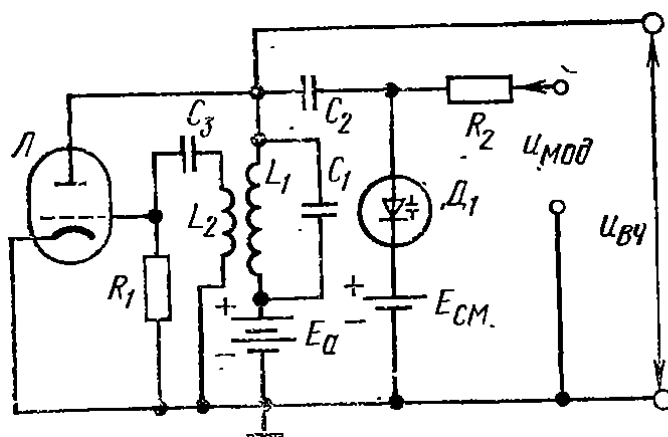


Рис. 5.14. Генератор качающейся частоты на варикапе.

Плавное изменение частоты выходных колебаний в генераторах с диапазонно-кварцевой стабилизацией (см. § 5.5) получают путем замены в соответствующем разряде кольца ФАПЧ-генератором с плавной перестройкой частоты.

В области СВЧ генераторы качающейся частоты строят на маломощных клистродах, диодах Ганна и лампах обратной волны (ЛОВ).

При использовании клистронов линейная частотная модуляция колебаний достигается за счет пилообразного напряжения, подаваемого на его отражатель. Максимальная девиация частоты ограничивается диапазоном электронной перестройки частоты клистрода. К недостаткам ГЧЧ на клистродах следует отнести наличие побочной амплитудной модуляции, возникающей из-за непостоянства выходной мощности в пределах зоны генерации.

Возможность электронной перестройки частоты генераторов СВЧ на диодах Ганна появляется из-за их свойства изменять свою эквивалентную емкость под влиянием приложенного напряжения.

Частотная модуляция колебаний ЛОВ осуществляется пилообразным напряжением, подводимым к ускоряющему электроду. Недостатком ЛОВ, так же как и клистрода, является наличие побочной амплитудной модуляции. Кроме того, задающий генератор на ЛОВ имеет более громоздкую конструкцию и требует более сложных источников питания.

§ 5.5. Генераторы импульсов и сигналов специальной формы

Измерительными генераторами импульсных сигналов называют источники одиночных или периодических видеоимпульсных сигналов, форма которых близка к прямоугольной.

Генераторы импульсов классифицируют по следующим признакам: 1) по характеру последовательности основных импульсов — генераторы одиночных и парных импульсов, генераторы кодовых групп импульсов; 2) по группе назначения, определяемой основ-

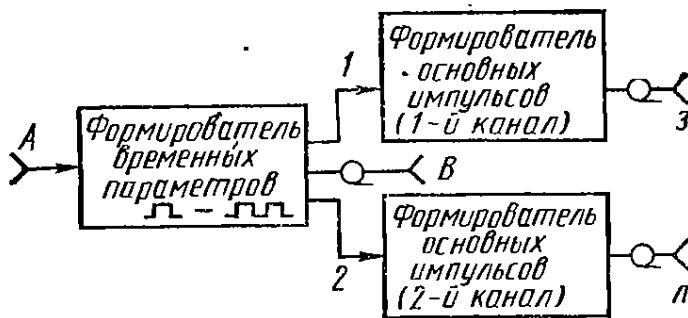


Рис. 5.15. Структурная схема двухканального генератора импульсов:

A — внешний запуск; B — синхроимпульс; $з, л$ — выходные импульсы

ным параметром (параметрами), для которого нормируется погрешность; 3) по классу точности одного из основных или ряда параметров.

Отметим, что принятая ранее классификация приборов по диапазону длительностей импульсов становится менее определяющей, так как современные генераторы являются, как правило, широкодиапазонными. Для

облегчения выбора генератора импульсов для решения конкретной измерительной задачи приборы целесообразно группировать по области вероятного применения, т. е. по назначению. В соответствии с этим все приборы можно разбить: на генераторы общего применения; с точной установкой параметров; на генераторы со сложным характером последовательности импульсов. *Первая группа* объединяет источники пусковых импульсов; в большинстве случаев это одноканальные генераторы невысокого класса точности. *Вторая* — генераторы импульсов с точной установкой одного или ряда параметров. Условно эту группу приборов можно назвать метрологическими генераторами импульсов. По параметру, погрешность которого нормируют, метрологические генераторы делят на приборы групп U, τ, F, D и O . В приборах группы U нормируют погрешность амплитуды; τ — погрешность длительности импульсов; F — погрешность частоты повторения; D — погрешность временного сдвига (задержки); O — погрешность всех перечисленных параметров.

Приборы группы U рекомендуют для измерений, связанных с оценкой амплитуд сигналов (оценка порога чувствительности, обнаружения и т. д.), а также для снятия переходных характеристик радиотехнических устройств; приборы групп τ, D и F используют для временных, частотных и других измерений. *Третья группа* — генераторы кодовых комбинаций («слов»), псевдослучайных последовательностей и других видов импульсных последовательностей. Генераторы этой группы предназначены для испытания логических

схем и устройств, каналов связи и т. д. Специфичность метрологических характеристик измерительных генераторов импульсов обусловлена различием между идеальным и реальным импульсами прямоугольной формы.

Рассмотрим структурную схему и принцип работы типового двухканального генератора импульсов: Прибор выдает положительные или отрицательные, нормальные или опрокинутые, одиночные или парные импульсы прямоугольной формы. Общая структурная схема генератора (рис. 5.15) состоит из формирователя временных параметров и формирователей основных импульсов (каналы 1 и 2).

В формирователе временных параметров осуществляется выбор режима запуска (внешний или внутренний), переключение в режим парных импульсов, формирование тактовых импульсов (рис. 5.16, а, б) и синхроимпульсов (рис. 5.16, в), а также формирование временных сдвигов D_1 и D_2 выходных импульсов относительно синхроимпульса (рис. 5.16, г, д, е, и).

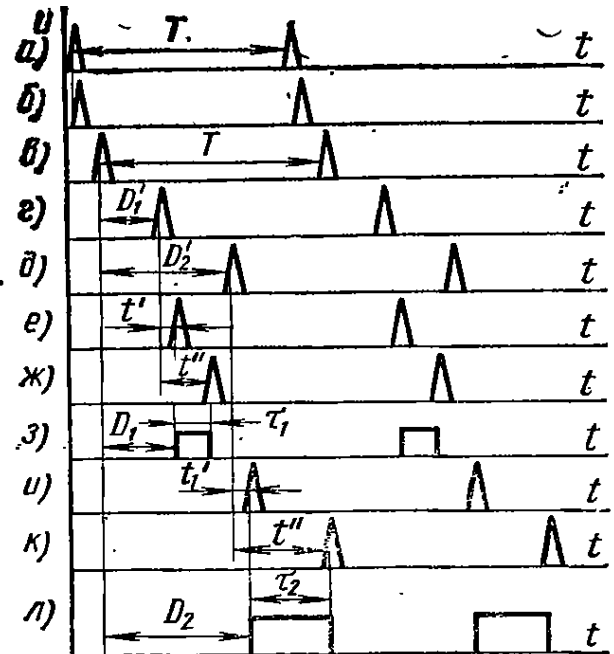


Рис. 5.16. Диаграмма напряжений генератора импульсов (режим внутреннего запуска)

В формирователе основных импульсов производится формирование прямоугольных импульсов с заданными параметрами, а также осуществляется выбор полярности выходных сигналов. В двухканальных приборах предусмотрено два идентичных формирователя, в каждом из которых формируется свой импульс со взаимно независимыми регулировками их параметров и временных сдвигов.

Формирователь временных параметров (рис. 5.17, а) состоит из формирователей входных импульсов, тактовых импульсов (периода следования), формирователя временного сдвига.

Формирователь временных параметров может работать в режимах внешнего и внутреннего запусков. Рассмотрим внешний запуск.

Формирователь входных импульсов объединяет схемы формирования входных сигналов и синхроимпульса. Первая преобразует сигналы внешнего запуска (импульсные или синусоидальные) в импульсы с крутыми перепадами. В схемах предусмотрены специальные меры для получения крутого фронта перепада независимо от формы внешнего сигнала. Затем нормализованные по форме, длительности и амплитуде внешние сигналы поступают на формирователь временного сдвига (режим внешнего запуска). Вторая схема формирования синхроимпульса обеспечивает формирование

кратковременных импульсов (10—20 нс) с крутым фронтом, а также возможности регулируемой их задержки (см. рис. 5.16).

Формирователь *тактовых импульсов* обеспечивает работу измерительного генератора в режиме внутреннего запуска. Он создает последовательность (см. рис. 5.16, а) кратковременных импульсов с регулируемым периодом повторения. Обычно в качестве формирователя используется тот или иной вариант схем функциональных генераторов (см. далее), основными элементами которых являются интеграторы или генераторы линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН) и схемы сравнения. Период T регулируется посредством изменения силы тока во входной цепи интегратора или силы тока токостабилизирующего элемента в зарядной цепи конденсатора ГЛИН.

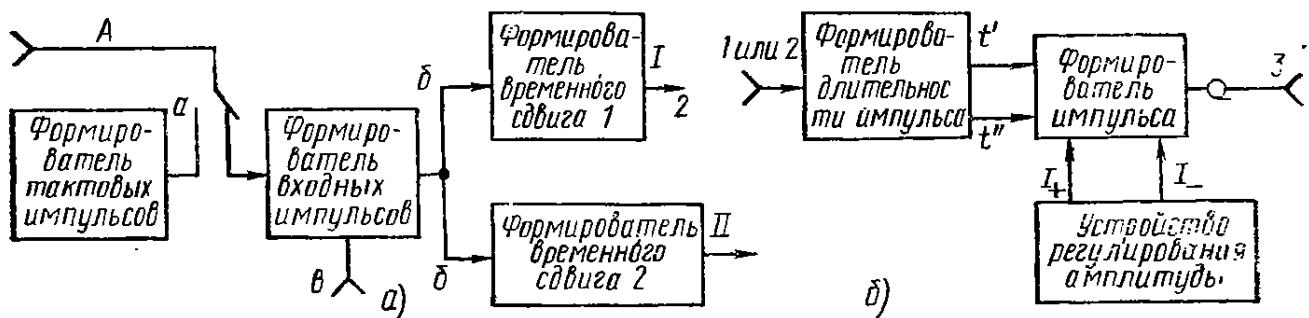


Рис. 5.17. Структурные схемы:

а — формирователь временных параметров; б — формирователь параметров основных импульсов

В тех случаях, когда необходима последовательность с большим периодом следования (например, $T=1$ с), исходные тактовые импульсы подают на делитель частоты, в качестве которого используют пересчетные схемы (см. гл. 3).

Затем тактовые импульсы поступают на формирователь входных импульсов, где они нормализуются по амплитуде и длительности. Одновременно формируется синхроимпульс. Далее тактовые импульсы поступают на формирователи временного сдвига (режим внутреннего запуска).

Формирователь *временного сдвига* формирует последовательность импульсов, время задержки которых относительно синхроимпульса может плавно изменяться в широких пределах от единиц наносекунд до 1 с. Импульсы, задержанные на время D_1 (см. рис. 5.16, г), поступают после соответствующего формирования на выход 1-го канала, а импульсы, задержанные на время D_2 (см. рис. 5.1, д), — на выход канала 2.

Таким образом, в генераторе для каждого канала формируется два импульса, один из которых является общим (синхроимпульс), а другой — задержанным.

Основная трудность при создании формирователя состоит в необходимости плавно перекрыть широкий диапазон временных задержек. Ее преодолевают путем построения двухступенчатого уст-

ройства. В основу формирования задержки первой ступени положен принцип сравнения двух напряжений, одно из которых постоянно, а другое нарастает по линейному закону. Этим путем удается плавно перекрыть небольшой интервал задержек (до 20 мкс). Для расширения диапазона задержек схема, основанная на методе сравнения напряжений, дополняется дискретным устройством (рис. 5.18), использующим пересчетные схемы и динамический триггер.

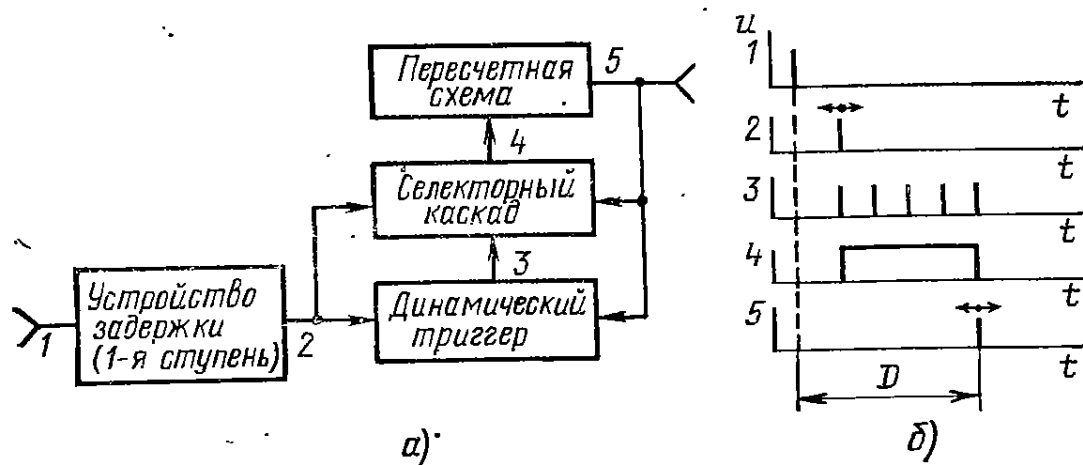


Рис. 5.18. Устройство временной задержки:
а — структурная схема; б — диаграммы напряжений

Динамический триггер (кольцо) под воздействием внешнего сигнала (рис. 5.18, б) формирует начало селекторного импульса и последовательность коротких импульсов, период следования которых определяется параметрами линии задержки, входящей в его схему. Затем эти импульсы через селекторный каскад поступают на пересчетную схему (см. гл. 3), которая после определенного их числа посылает сигнал на формирование конца селекторного импульса. В результате кольцо разрывается, триггер переходит в ждущее состояние, а на его выходе возникает задержанный импульс. Очевидно, что дополнительное время задержки дискретно и определяется выбором коэффициента деления пересчетной схемы. Так как первоначальный запуск триггера осуществляется импульсом, поступающим от первой ступени формирователя, то наряду с дискретной имеется возможность и плавной регулировки задержки.

Рассмотрим работу формирователя параметров основных (выходных) импульсов генератора. В этом устройстве осуществляют формирование выходных прямоугольных импульсов с заданной длительностью и амплитудой.

Формирователь длительности основных импульсов (см. рис. 5.17, б) является первым элементом формирователя параметров выходных сигналов. Для формирования фронта прямоугольных импульсов используют последовательность задержанных импульсов (рис. 16, е, и). Та же последовательность, но дополнительно сдвинутая на время, равное длительности сигнала, формирует задний срез выходного импульса (рис. 16, ж, к). Используемое устройство

для дополнительного сдвига аналогично рассмотренному ранее устройству для задержки выходных сигналов относительно синхроимпульса. Благодаря этому длительность основных импульсов τ_1 и τ_2 может регулироваться в широких пределах (рис. 16, з, л).

Формирователь основных импульсов обеспечивает получение последовательности прямоугольных импульсов с заданными параметрами. Он позволяет получать импульсы положительной и отрицательной полярности, нормальные и опрокинутые, одиночные и парные. В формирователе предусмотрены меры, ограничивающие искажение формы прямоугольных импульсов, выбросов и неравномерностей. Формирователь работает совместно со стабилизаторами тока $I_{(+)}$ и $I_{(-)}$ (рис. 5.19).

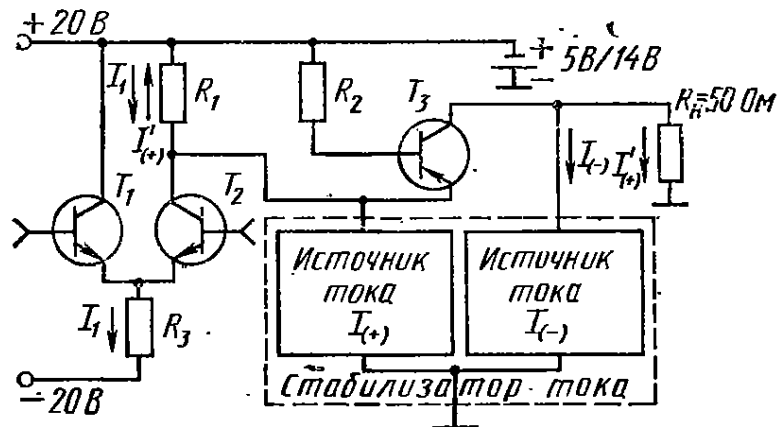


Рис. 5.19. Выходной каскад формирователя импульсов

Рассмотрим более подробно работу выходного каскада формирователя. Формирование импульсов положительной полярности осуществляется при отключенном источнике стабилизированного тока $I_{(-)}$. В исходном состоянии транзистор T_2 открыт, а транзистор T_3 закрыт за счет напряжения $I_1 R_1$, так как $I_1 > I_{(+)'}$. Соответственно ток через нагрузку равен нулю. Транзистор T_2 запирается при поступлении на его базу импульса отрицательной полярности. Прекращение протекания тока I_1 приводит к отпиранию выходного транзистора T_3 . Через нагрузку начинает протекать ток $I_{(+)}$, создавая на ней импульс напряжения прямоугольной формы.

В формировании импульсов отрицательной полярности принимают участие оба источника стабилизированного тока. В исходном режиме при открытом транзисторе T_3 через нагрузку R_n в противоположных направлениях протекают токи $I_{(+)'}$ и $I_{(-)}$. При их равенстве напряжение на нагрузке равно нулю. Кратковременное отпирание транзистора T_2 вызовет запирающее действие выходного транзистора T_3 и, следовательно, прекращение протекания через нагрузку тока $I_{(+)}$. В результате на нагрузке будет сформирован импульс отрицательной полярности $u_n = -I_{(-)} R_n$.

Устройство для регулирования амплитуды обеспечивает изменение амплитуды выходных импульсов посредством ступенчатого изменения силы тока стабилизированных источников.

Генераторы псевдослучайных последовательностей формируют двухуровневое напряжение, обладающее свойствами двоичных числовых последовательностей, образованных за счет многократного повторения стохастического опыта (типа подбрасывания монеты) с двумя равновероятными исходами: 0 и 1. Подобные случайные последовательности обладают рядом устойчивых свойств; так, например, общее число исходов 0 равно числу исходов 1. Половину всех исходов составляют одиночные символы, четверть — серии из двух одинаковых символов подряд, восьмую часть — серии из трех символов, и т. д. Если каждому символу 0 и 1 привести в соответствие постоянное напряжение $+u$ и $-u$, то образуется двухуровневое импульсное случайное напряжение.

Свойствами, присущими случайным двоичным последовательностям, обладают и псевдослучайные (ПС) последовательности (ПСП), которые являются периодическими напряжениями. На интервале времени $\Delta t \leq T$ (где T — период) ПСП не отличается от реализации случайной последовательности. При $\Delta t > T$ можно заметить периодичность в повторении символов. Реализация генераторов ПСП более проста, чем реализация случайной последовательности.

Генератор псевдослучайного напряжения включает задающий генератор, генератор тактовых импульсов и выходное устройство. Задающий генератор (рис. 5.20) представляет собой цифровой регистр сдвига с обратной связью, вводимой посредством логической схемы «Отрицание равнозначности» (сумматор по модулю 2).

Автокорреляционная функция ПС напряжения напоминает автокорреляционную функцию «белого» шума, но обладает периодичностью. Частотный спектр двоичного ПС-напряжения имеет дискретную структуру. Генераторы ПСП применяются для испытания логических устройств и каналов связи.

Генераторами специальной формы называются источники одиночных или периодических видеоимпульсных сигналов, форма которых отлична от прямоугольной. Из всего многообразия генераторов этого типа остановимся на так называемых функциональных генераторах, которые в широком диапазоне частот могут генерировать напряжение треугольной, прямоугольной, импульсной, пилообразной и синусоидальной форм. Генераторы этого типа допускают плавную регулировку частоты колебаний в пределах от сотых долей герц до единиц мегагерц. Имеется возможность модулировать (свицировать) частоту колебаний напряжением от внешнего источника. Нестабильность частоты при постоянной температуре окружающей среды обычно не превосходит: кратковременная (10 мин) — $\pm 5 \cdot 10^{-4}$, долговременная (8 ч) — $\pm 1 \cdot 10^{-3}$. Генераторы

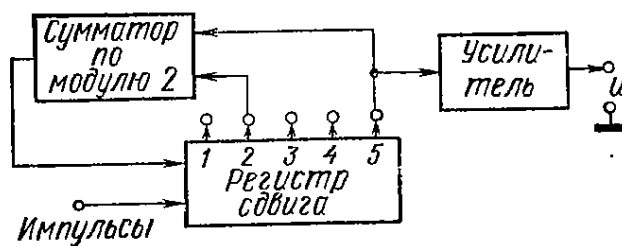


Рис. 5.20. Генератор псевдослучайного напряжения

раторы этого типа просты в обслуживании и имеют относительно низкую стоимость.

Основным элементом функционального генератора служит интегратор, собранный на дифференциальном усилителе постоянного тока (УПТ). Частоту колебаний на выходе прибора можно регулировать, изменяя значение тока в зарядной (входной) цепи интегра-

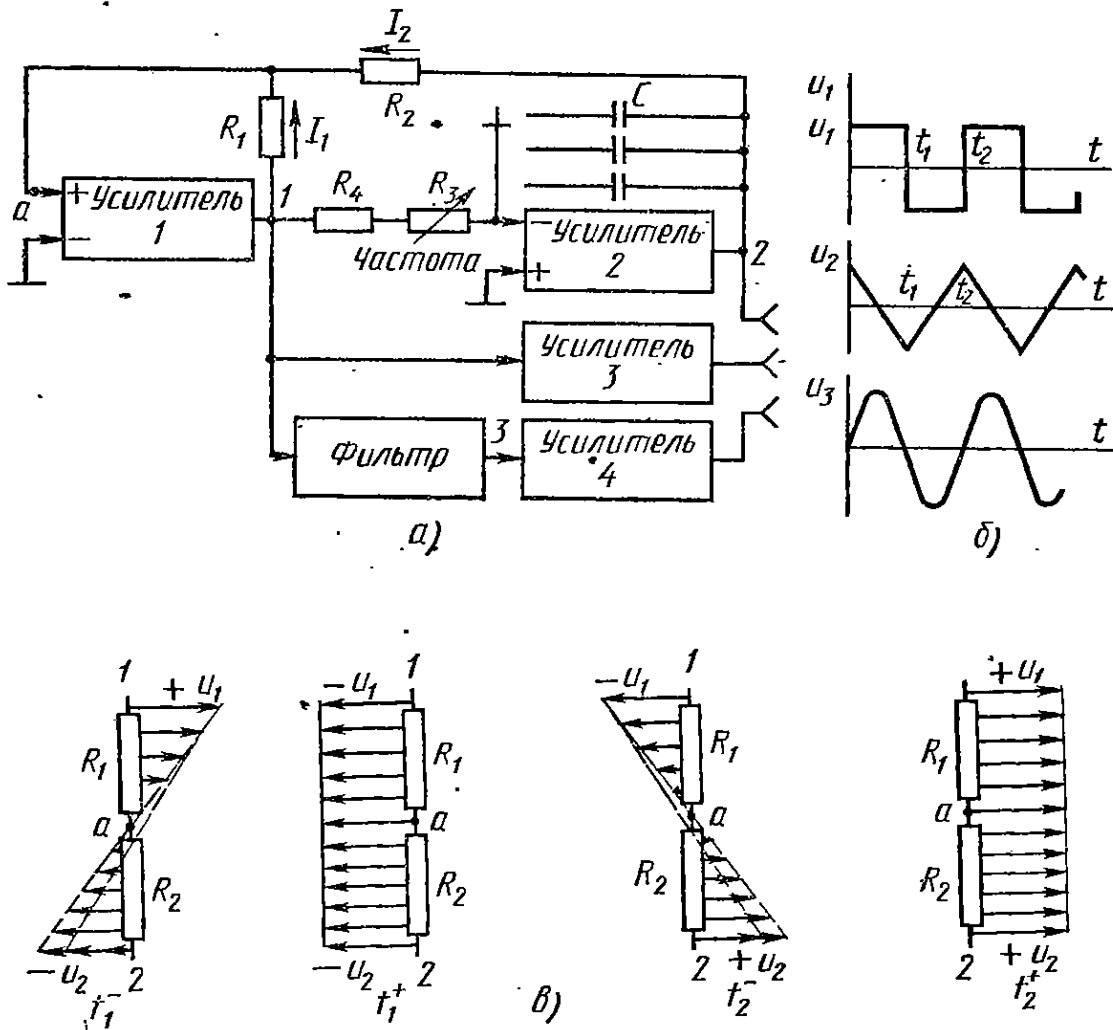


Рис. 5.21. Функциональный генератор:

a — упрощенная схема; *б* — диаграммы выходных напряжений ($R_1=R_2$); *в* — диаграммы напряжений на делителе R_1-R_2

тора. В генераторах предусматривается возможность регулировки симметричности формы выходного напряжения. В результате можно формировать треугольное напряжение с разным наклоном сторон или несимметричное прямоугольное напряжение. При наличии интерфейса функциональные генераторы могут использоваться в составе автоматизированных измерительно-вычислительных комплексов. При этом все параметры выходных сигналов устанавливаются дистанционно.

Функциональный генератор (рис. 5.21) состоит из регенеративной схемы сравнения и интегратора, собранных на дифференциальных усилителях постоянного тока (рис. 5.21, усилители 1 и 2), фильтра и усилителей 3 и 4. Работа схемы заключается в последовательном чередовании периодов с быстрым и медленным протеканием электрических процессов. Характер процессов в генера-

торе определяется режимом работы УПТ-1, охваченного цепью (резистор R_1) положительной обратной связи. Если усилитель I работает в режиме линейного усиления, то процессы в схеме протекают быстро и носят регенеративный характер. Если же усилитель I работает в режиме насыщения, то токи и напряжения в схеме изменяются медленно.

Выясним условие, определяющее моменты изменения характера процессов. В режиме линейного усиления напряжение на входе УПТ-1 близко к нулю, поскольку выходное напряжение конечно, а коэффициент усиления велик. Последнее можно трактовать как наличие на входном зажиме усилителя «кажущегося заземления» (точка a). При этом токи в резисторах R_1 и R_2 определяются из соотношений $I_1 = u_1/R_1$ и $I_2 = u_2/R_2$. Так как $I_2 = -I_1$, то $u_2^{(кр)} = -\frac{R_2}{R_1}u_1$.

Таким образом, когда напряжение в точке 2 достигает критического значения $u_2^{(кр)}$, равного $-(R_2/R_1)u_1$, характер процессов в схеме изменяется скачкообразно.

Скорость протекания медленных процессов определяется значениями параметров схемных элементов интегратора. Это облегчает возможность регулирования частоты колебаний. Так, частоту функционального генератора можно изменять, регулируя электронным путем силу зарядного тока интегратора. Генератор с подобной структурой называется генератором, управляемым напряжением.

Синусоидальное напряжение образуется с помощью узкополосного фильтра. Для этой же цели используют специальные преобразователи типа «прямоугольное напряжение — синусоида» или «треугольное напряжение — синусоида». Дальнейшее повышение стабильности частоты колебаний генераторов сигналов специальной формы возможно на основе объединения их с синтезаторами частоты (см. § 5.7).

Современные генераторы сигналов специальной формы весьма универсальные измерительные приборы с широким частотным диапазоном, большим числом форм выходных сигналов и электронным управлением параметрами сигналов. В ряде случаев эти генераторы частично или полностью заменяют низкочастотные, в том числе инфранизкочастотные, высокочастотные и импульсные генераторы.

Управление генераторами можно осуществлять вручную от клавиатуры на передней панели с индикацией параметров на табло и дистанционно. В последнем случае возможно программирование частоты, формы и величины ступенчатого ослабления выходного сигнала.

§ 5.6. Генераторы шумовых сигналов

Генераторами шумовых сигналов называют измерительные генераторы, выходное напряжение которых представляет собой реализацию случайного процесса с контролируемыми статистическими характеристиками.

Случайное напряжение описывают среднеквадратическим значением, функцией распределения вероятностей мгновенных значений, автокорреляционной функцией и спектральной плотностью. Различают генераторы непрерывно и дискретно распределенного случайного напряжения. *Первые* классифицируют по частотному диапазону, виду функции распределения и спектральной плотности. *Вторые* делятся на генераторы двухуровневого (двоичного) и многоуровневого случайного напряжения. Последние бывают с равномерным, биномиальным и другим распределением вероятностей уровней.

К генераторам шумовых сигналов относят также генераторы случайных импульсных последовательностей. При этом случайными параметрами выходного напряжения являются моменты появления очередных импульсов и интервалы между ними. В зависимости от функции различают генераторы с пуассоновским, показательным и другим распределением. Структурная схема генератора непрерывно распределенного случайного напряжения состоит из задающего генератора, преобразователя, выходного устройства и измерителя уровня шума.

В основе принципа действия задающих генераторов лежат электрические процессы, приводящие к образованию устойчивых шумов, характеристики которых поддаются расчету или измерению. Наиболее часто используют тепловые шумы проволочных резисторов, дробовые шумы вакуумных диодов и шумы газоразрядных приборов.

Вакуумный диод в режиме насыщения может служить первичным источником шума. Если катод диода выполнен из чистого металла, а угол пролета электронов мал, то среднее значение квадрата шумовой составляющей анодного тока

$$\bar{i}^2 = 2eI_s \Delta f,$$

где e — заряд электрона, К; I_s — ток насыщения, А; Δf — ширина полосы частот, Гц.

Если нагрузкой диода служит резистор R , то действующее значение шумового напряжения

$$u = R \sqrt{2eI_s \Delta f}. \quad (5.9)$$

Из этого соотношения следует, что при заданном R шумовое напряжение диодного генератора можно определить, если известны ток насыщения и ширина спектра шума. Уровень шума можно регулировать, изменяя ток накала. Типовые диодные генераторы являются источником шума от нескольких сотен герц до 300—400 МГц.

В диапазоне СВЧ применяют шумовые диоды, конструкция которых напоминает отрезок коаксиальной линии: внутренний проводник — катод, внешний — анод. Дробовой шум, возникающий в пространстве катод — анод, распространяется вдоль линии, а затем возбуждает колебания в волноводном тракте. Газоразрядные приборы (тиратрон, помещенный в магнитное поле, и газоразряд-

ные трубки) также используют в качестве первичных источников шума. Шумовые свойства газоразрядных приборов объясняются беспорядочным движением электронов в плазме ионизированного газа. Сравнительно высокая интенсивность шумов обусловлена высокой температурой плазмы.

Газоразрядные трубки, заполненные инертным газом при низком давлении, позволяют получить широкий спектр шумов, верхняя граница которых достигает миллиметрового диапазона волн.

Преобразователь придает шумовому напряжению заданные свойства. Преобразование осуществляют с помощью фильтров, усилителей, нелинейных элементов, гетеродинных переносчиков спектра и других устройств.

С помощью нелинейных элементов и переносчиков спектра обеспечивают трансформацию исходного спектра шума из одной области частот в другую. К переносу спектра приходится прибегать при создании генераторов шума низких и инфранизких частот. Это вызвано тем, что практически все первичные источники шума в области нулевой частоты образуют шумы с заведомо неравномерной спектральной плотностью. Образование низкочастотных составляющих шума при нелинейном преобразовании объясняется эффектом биений между близкими по частоте составляющими спектра исходного шума.

Гетеродинный переносчик спектра состоит из полосового фильтра, смесителя, генератора опорного напряжения и фильтра нижних частот. Участок спектра исходного шума с равномерной плотностью после фильтрации поступает на смеситель, к которому одновременно подводят опорное напряжение, частота которого приблизительно равна средней частоте полосы пропускания фильтра. В результате на выходе смесителя появляются колебания комбинационных частот. Полезным продуктом преобразования являются низкочастотные составляющие, которые после фильтрации поступают на выходное устройство генератора.

Выходное устройство обеспечивает калиброванное ослабление уровня случайного напряжения. Оно включает плавный аттенюатор, в одинаковой мере ослабляющий все частотные компоненты шума.

Измеритель уровня позволяет контролировать эффективное значение шумового напряжения, поступающего к выходным зажимам генератора. Для измерения уровня обычно используют квадратичный вольтметр.

§ 5.7. Синтезаторы частоты и генераторы на их основе

Рассмотрим собственно синтезаторы частоты и генераторы с диапазоно-кварцевой стабилизацией частоты.

1. Синтезаторами частоты называют специальные генераторы гармонического напряжения с дискретной перестройкой частоты и стабильностью, равной стабильности частоты лучших

генераторов с кварцевой стабилизацией. Синтезаторы позволяют получить сетку напряжений фиксированных частот, объединяющую миллионы отсчетов с дискретностью в десятые и даже сотые доли герц. Они обеспечивают хорошую синусоидальную форму, высокую спектральную «чистоту», большую точность установки и возможность программной перестройки частоты.

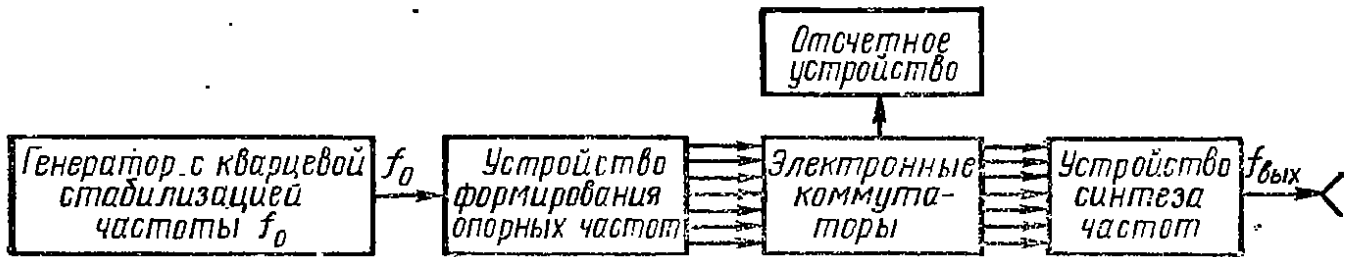


Рис. 5.22. Структурная схема синтезатора частоты (прямой метод)

По точности установки и стабильности частоты синтезаторы, а также генераторы, построенные на их основе, превосходят обычные измерительные генераторы с плавной перестройкой частоты. Они легко сопрягаются с автоматизированными измерительно-вычислительными системами. Используют два метода синтеза частот: прямой и косвенный.

Прямой основан на многократном целенаправленном изменении частоты f_0 исходных высокостабильных колебаний с помощью операций деления, умножения, сложения и вычитания. Деление частоты осуществляют пересчетными схемами (см. гл. 3). Реализация остальных операций базируется на использовании свойств нелинейных электрических цепей. Нелинейный элемент и фильтр, настроенный на n -ю гармонику, позволяют умножить частоту f_0 на целое число n . Соответственно объединение схемы смесителя и фильтра обеспечит сложение или вычитание частот двух колебаний.

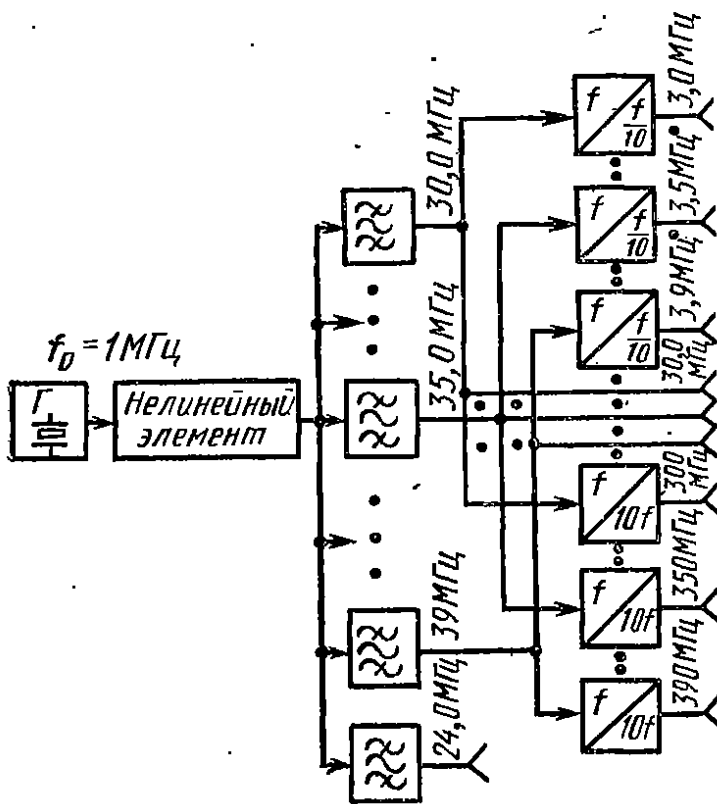


Рис. 5.23. Устройство формирования опорных частот

Косвенный метод синтеза основан на принудительной синхронизации выходного напряжения перестраиваемого генератора с колебаниями вспомогательного кварцевого генератора.

Синтезатор частот, использующий прямой метод синтеза (рис. 5.22), состоит из генератора с кварцевой стабилизацией частоты устройства формирования опорных частот, устройства синтеза частот, а также системы электронных коммутаторов и отсчетного устройства. Генератор формирует исходное колебание, частота которого f_0 обычно равна 0,1; 1,0 или 5,0 МГц. Основное требование к генератору — высокая стабильность частоты. Обычно относительная нестабильность (уход) частоты в пределах суток не превышает 10^{-8} — 10^{-9} .

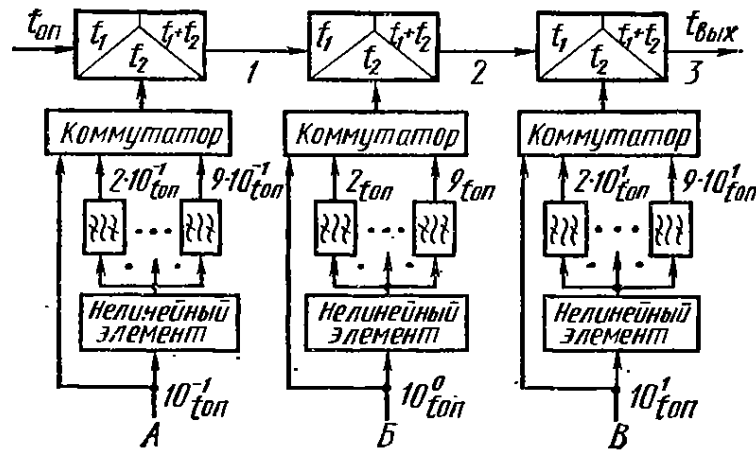


Рис. 5.24. Устройство синтеза с параллельным включением частотных декад:

А, Б, В — частотные декады; 1 — $f = (1,0-1,9)f_0$; 2 — $f = (1,0-9,9)f_0$; 3 — $f = (1,0-99,9)f_0$

Устройство формирования опорных частот (рис. 5.23) создает сетку из ограниченного числа фиксированных частот, кратных f_0 . Выбор частот определяется схемой последующего устройства синтеза. Для получения опорных частот исходное напряжение $f_0 = 1$ МГц подают на нелинейный элемент и систему настроенных фильтров, выделяющих десять последовательных гармоник (30,0—39,0 МГц). Затем путем деления и умножения исходного набора частот на 10 образуют две новые совокупности частот: 3,0—3,9 и 300—390 МГц. Дополнительно формируют напряжение частоты 24 МГц. Так как все опорные частоты образованы делением или умножением частоты f_0 , то их стабильность равна стабильности частоты исходных колебаний. Устройство синтеза частот позволяет получить колебание любой частоты из полного набора дискретных частот, формируемых синтезатором. В зависимости от частотного диапазона дискретность сетки выходных частот лежит в пределах от 0,01 Гц до 10 МГц. Выбор нужной частоты осуществляется с помощью коммутаторов.

Основным элементом устройства синтеза частот является частотная декада. Каждая декада формирует колебание, частота которого равна одной из цифр десятичного числа определяющего значение синтезируемой частоты. Различают устройства синтеза частот

с параллельным (рис. 5.24) и последовательным (рис. 5.25) включением частотных декад.

При параллельном включении все частотные декады работают независимо и объединяются с помощью сумматоров (смесителей).

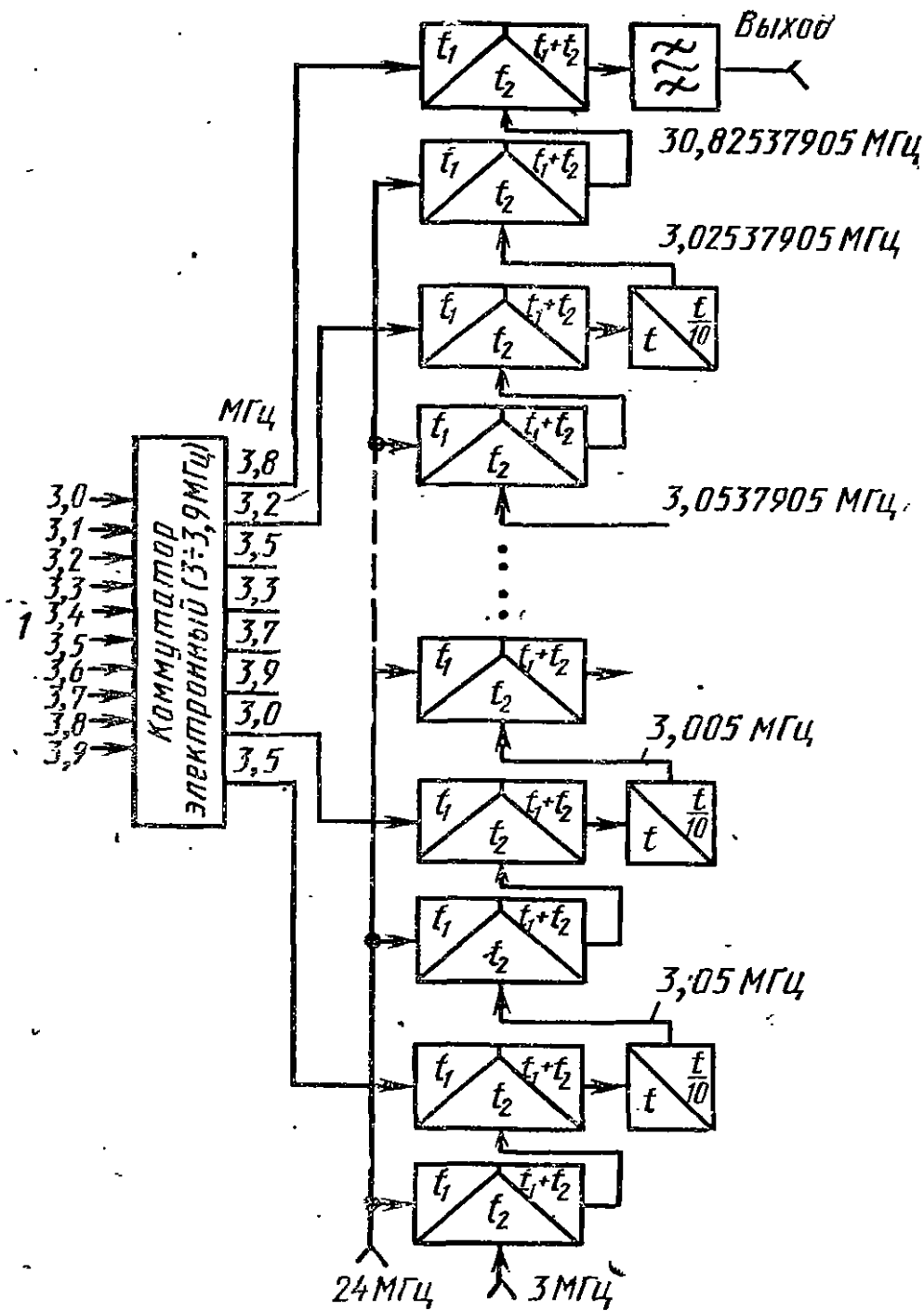


Рис. 5.25. Устройство синтеза с последовательным включением частотных декад:

1 — от устройства опорных частот (см. рис. 5.22; 5.23)

Каждая декада состоит из нелинейного элемента и фильтров, настроенных на девять первых гармоник входного напряжения. Переключение фильтров осуществляют коммутатором. Возможно также построение частотных декад на основе делителей частоты с перестраиваемым коэффициентом деления. При последовательном включении частотных декад выходное напряжение предшествующей декады служит входным напряжением для последующей.

На рис. 5.25 в качестве примера приведена последовательность формирования гармонического колебания с частотой, равной 30,82537905 МГц.

Прямой метод синтеза имеет недостатки: сложность системы фильтрации и присутствие на выходе напряжений побочных частот. От этих недостатков свободны синтезаторы с косвенным методом синтеза.

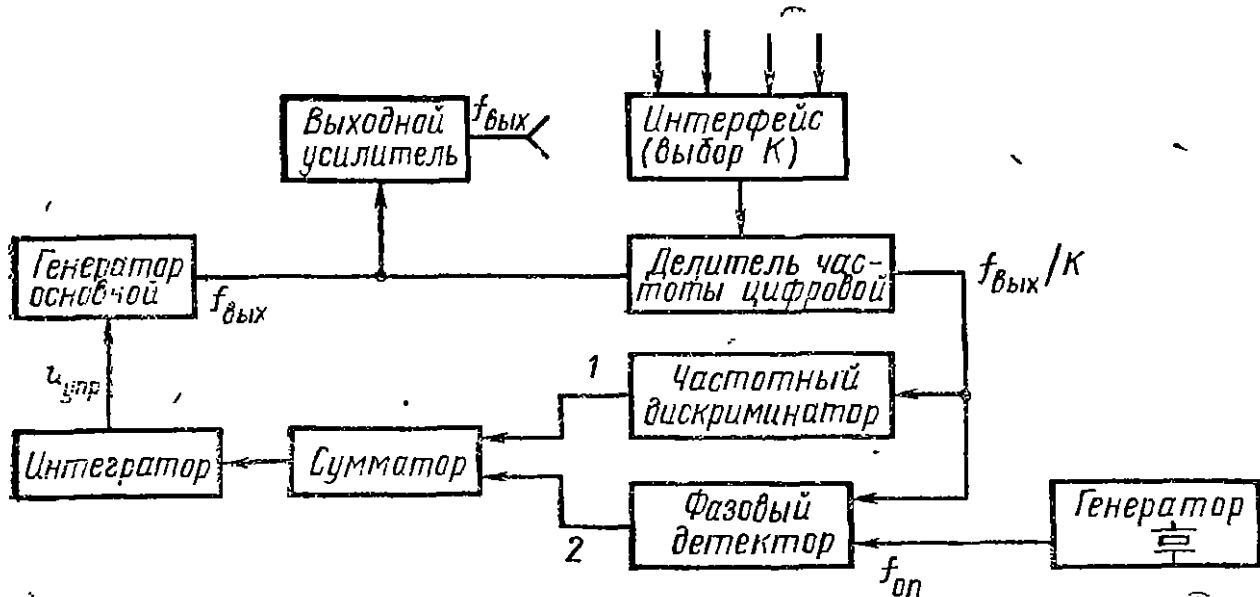


Рис. 5.26. Структурная схема синтезатора частоты (косвенный метод):

$$1 - u'_{упр} = F'(f_{вых} - f_{оп}); \quad 2 - u''_{упр} = F''(\varphi_{вых} - \varphi_{оп})$$

Синтезаторы частоты, использующие косвенный метод синтеза (рис. 5.26), состоят из основного генератора с плавной электронной перестройкой частоты, вспомогательного генератора с кварцевой стабилизацией и системы фазовой автоподстройки частоты (кольцо ФАПЧ).

Выходным напряжением прибора служит напряжение основного генератора. Высокая стабильность частоты этого напряжения достигается путем косвенной синхронизации колебаний основного и вспомогательного генераторов, осуществляемой системой ФАПЧ. В свою очередь, дискретная перестройка частоты основного генератора обеспечивается за счет введения в кольцо ФАПЧ делителя частоты с изменяемым коэффициентом деления. При этом сравнению с текущей фазой колебаний вспомогательного генератора подлежит фаза колебаний, образованных в результате деления частоты выходного напряжения прибора в целое число раз. В процессе сравнения фаз на выходе фазового детектора ФАПЧ возникает сигнал рассогласования, который, воздействуя на основной генератор, обеспечивает постоянство его частоты, равное стабильности частоты кварцевых генераторов. Для изменения частоты выходного напряжения следует изменить коэффициент деления k . В качестве делителя частоты с переменным коэффициентом деления (ДПКД) применяют устройства, основным эле-

ментом которых является пересчетная схема (см. гл. 3). Перестройка частоты основного генератора, обусловленная изменением коэффициента деления k , происходит под воздействием сигналов, поступающих от частотного дискриминатора.

Диапазон и минимальный шаг перестройки частоты синтезатора определяются выбором частоты вспомогательного генератора, а также пределами и шагом изменения коэффициента деления k .

Так, в пределах полосы синхронизации частота выходных колебаний равна

$$f_{\text{вых}} = k_i f_0, \quad (5.10)$$

где k_i — введенный коэффициент деления; f_0 — частота вспомогательного генератора.

Соответственно при заданных граничных значениях коэффициента деления k_{\min} и k_{\max} диапазон выходных частот составит

$$\Delta f_{\text{вых}} = (k_{\max} - k_{\min}) f_0.$$

И наконец, минимальный шаг перестройки частоты синтезатора при целочисленных значениях коэффициентов деления определяется из соотношения

$$\delta f_{\text{вых}}^{\min} = (k_{i+1} - k_i) f_0.$$

Одновременное использование в синтезаторах этого типа кварцевого генератора, принудительной синхронизации, цифровых делителей частоты и цифровых отсчетных устройств обеспечивают высокую точность установки и высокую стабильность частоты выходного напряжения.

Система косвенной подстройки частоты образует контур автоматического регулирования, объектом регулирования служит частота/колебаний основного генератора. Исследование системы может быть выполнено методами общей теории автоматического регулирования. Особенностью данной системы является возможность дискретного изменения стабилизируемой частоты. Система включает два чувствительных элемента (частотный дискриминатор и фазовый детектор) и может работать в двух режимах: а) дискретной перестройки частоты (режим захвата) и б) стабилизации частоты.

Первый режим возникает при перестройке синтезатора на новую частоту изменением значения k . Изменение k нарушит равенство (5.10), и на выходе частотного дискриминатора появится сигнал рассогласования в виде напряжения постоянного тока. Последний, воздействуя на элемент управления частотой (например, варикап) основного генератора, вызовет такое изменение $f_{\text{вых}}$, которое восстановит равенство (5.10) при новом значении k . Очевидно, что при этом наступит момент времени, начиная с которого появится управляющее напряжение на выходе фазового детектора, входящего в контур точной фазовой автоподстройки частоты. С этого момента в системе установится режим стабилизации новой частоты выходных колебаний синтезатора.

Очевидно, что система с одним фазовым детектором не будет работоспособной, так как она не сможет восстанавливать синхронность колебаний, нарушаемую изменениями коэффициента деления k . Наличие двух чувствительных элементов обеспечивает также устойчивость системы к кратковременным возмущениям. Случайное возмущение может нарушить режим стабилизации частоты, однако возникающий затем режим захвата восстановит прерванный процесс стабилизации. Интегрирующий усилитель способствует улучшению характеристик системы.

2. Генераторы с диапазоно-кварцевой стабилизацией частоты являются источниками синусоидальных электрических сигналов с высокой точностью установки и стабильностью частоты. Относительная погрешность дискретной установки частоты не превышает $\pm 5 \cdot 10^{-7}$, а относительная нестабильность частоты в дискретных точках составляет $5 \cdot 10^{-9}$ за 15 мин и $3 \cdot 10^{-8}$ за 16 ч работы генератора. Генераторы, как правило, предназначаются для работы в автоматизированных измерительно-вычислительных комплексах и обеспечивают возможность дистанционного управления частотой и уровнем выходного напряжения посредством команд, передаваемых двоично-десятичным кодом. Диапазон перестройки частоты обычно лежит в пределах от 0,01 Гц до единиц мегагерц, минимальная дискретность ее установки составляет 0,01 Гц.

Генератор состоит из устройства формирования опорных частот, комбинированного синтезатора частоты, гетеродинного переносчика частоты и выходного устройства. Его работа основана на объединении методов прямого и косвенного синтеза частоты. Каждая частотная декада прибора формирует колебание, частота которого соответствует одной цифре десятичного числа, определяющего генерируемую частоту. Последовательное включение декад с использованием делителей частоты $f/10$ и смесителей приводит к понижению шага перестройки частоты. Общее число декад определяется требованием к минимальному шагу перестройки.

Рассмотрим принцип действия генераторов применительно к упрощенной структурной схеме прибора ГЗ-110, представленной на рис. 5.27.

Прибор имеет следующие технические данные: диапазон частот 0,01—1.999.999,99 Гц с шагом 0,01 Гц; относительная погрешность установки частоты не превышает $\pm 3 \cdot 10^{-7}$; выходное напряжение регулируется в пределах от 2 до $1 \cdot 10^{-6}$ В ступенями в 1 дБ и плавно в диапазоне 10 дБ.

В приборе предусмотрена возможность плавной перестройки частоты с помощью встроенного интерполятора (на схеме не показан), а также дистанционного управления уровнем и частотой выходного напряжения командами в двоично-десятичном коде.

Прибор содержит пять частотных декад, включенных последовательно.

Генератор первой декады (опорная частота $f_0 = 100$ Гц) обеспечивает перестройку частоты в диапазоне от 2700 до 2799,9 кГц. Перестройка частоты осуществляется путем изменения коэффициента

деления ДПКД, входящего в кольцо ФАПЧ первого генератора. Изменение коэффициента деления ограничено пределами от $k_{\min} = 27\,000$ до $k_{\max} = 27\,999$. Минимальный шаг перестройки частоты при изменении коэффициента деления на единицу составит 100 Гц. Возможна также перестройка частоты с шагом в 1 и 10 кГц. Затем напряжение первого генератора совместно с колебаниями 300 кГц поступает на смеситель первой декады. Пределы изменения частоты на выходе смесителя составят 3—3,0999 МГц. Последующие четыре декады (2, 3, 4 и 5) идентичны в том смысле, что они имеют оди-

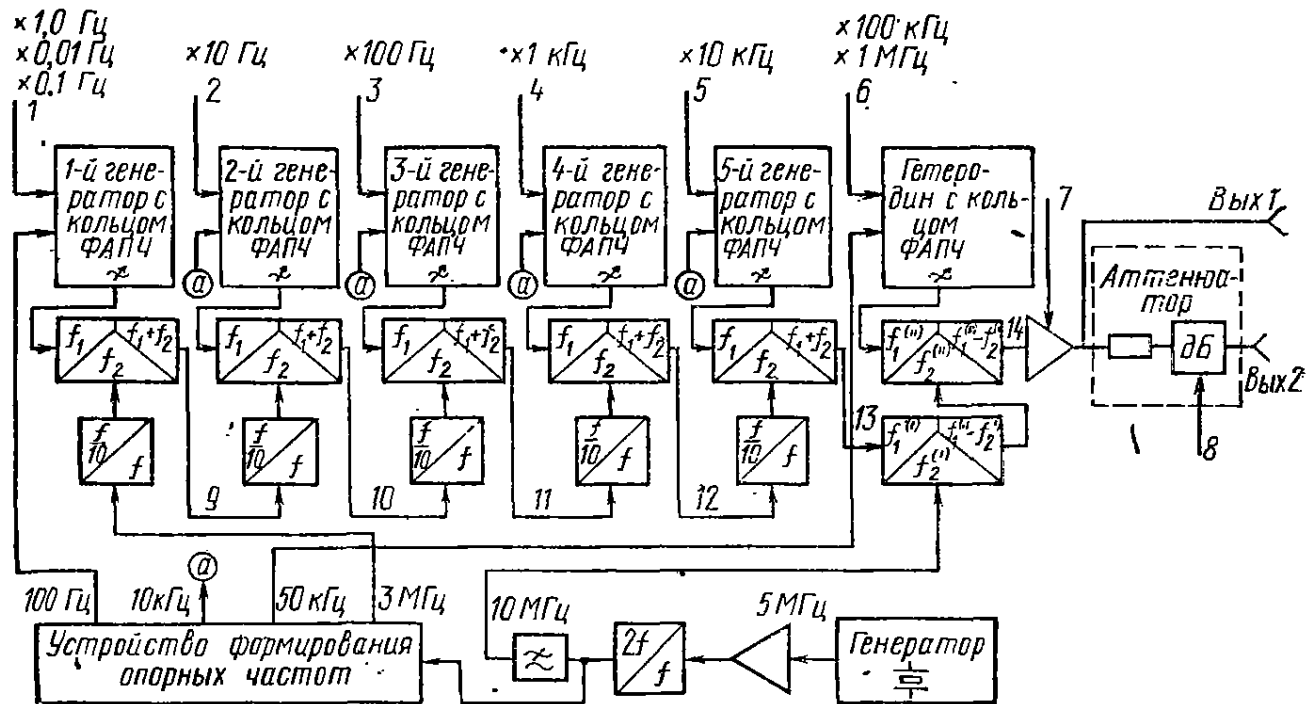


Рис. 5.27. Генератор с диапазоно-кварцевой стабилизацией частоты:

1—6 — команды перестройки частоты; 7 — плавная регулировка; 8 — управление аттенюатором; пределы перестройки частоты: 9 — 2,0—3,0999 МГц; 10 — 3,0—3,09999 МГц; 11 — 3,0—3,099999 МГц; 12 — 3,0—3,0999999 МГц; 13 — 3,0—3,09999999 МГц; 14 — 0,0—199,999999 Гц

наковый диапазон (2700—2790 кГц) и шаг перестройки частоты, а также равные опорные частоты ($f_0 = 10$ кГц) и граничные значения коэффициентов деления ($k_{\min} = 270$, $k_{\max} = 279$). Выходные напряжения генераторов этих декад также поступают на смесители одновременно с колебаниями 300 кГц.

Соответственно верхняя граница диапазона перестройки частоты на выходе смесителей отдельных декад (при неизменной нижней границе, равной 3000 кГц) последовательно смещается до 3099,99; 3099,999; 3099,9999 и, наконец, на выходе пятой декады составит 3099,99999 кГц. Минимальный шаг перестройки частоты равен 0,01 Гц. Для смещения спектра исходных сигналов в область рабочих частот прибора предусмотрен гетеродинный преобразователь (см. гл. 7). Роль гетеродина выполняет перестраиваемый генератор с высокочастотным кольцом ФАПЧ. Опорная частота составляет $f_0 = 50$ кГц, коэффициент деления изменяется (через две единицы)

от $k_{\min}=140$ до $k_{\max}=178$. Дискретная перестройка частоты генератора перекрывает диапазон от 7 до 8,9 МГц с шагом 0,1 или 1 МГц. Соответственно в двух последующих смесителях осуществляется прецизионное преобразование частоты колебаний, сформированных в пяти предыдущих частотных декадах. На первый смеситель кроме преобразуемого сигнала поступает опорное напряжение с частотой 10 МГц. Промежуточная частота на выходе первого смесителя

$$f_{\text{пр}} = f_2^{(1)} - f_1^{(1)}.$$

Затем это напряжение поступает на второй смеситель, частота выходных колебаний которого определяется как разность частот на входе:

$$f_{\text{вых}} = f_1^{(1)} - f_{\text{пр}},$$

где $f_1^{(1)} = 7000 \div 89\,000$ кГц.

С учетом реальных значений величин, входящих в последние соотношения, можно утверждать, что после двойного преобразования диапазон выходных частот лежит в пределах от 0 до 1999999,99 Гц, что соответствует паспортным данным прибора. Минимальный шаг перестройки частоты равен 0,01 Гц, а максимальный — 1 МГц. Управление частотой, т. е. выбор коэффициентов деления делителей в кольцах ФАПЧ, осуществляется вручную или дистанционно с помощью команд в двоично-десятичном коде.

Цифровой синтез измерительных сигналов. Прогресс в области вычислительной техники обусловил появление измерительных генераторов с новыми принципами формирования сигналов.

Достоинством цифровых методов синтеза является малое время установления частоты колебаний при перестройке, что важно для функционирования быстродействующих автоматизированных систем, а также отсутствие разрыва фазы при смене частот.

Основными элементами приборов служат накапливающий сумматор и функциональный преобразователь. Первый совместно с генератором тактовых импульсов определяет частоту синтезируемых колебаний. Выбор частоты производится введением в сумматор соответствующего кода. При работе сумматор формирует последовательность дискретных значений фазы в пределах от 0 до 2π . Функциональный преобразователь представляет собой постоянное запоминающее устройство (ПЗУ), в котором записана таблица синусов. Устройство осуществляет преобразование текущего кода фазы синтезируемого колебания в цифровой код уровня выходного сигнала. Последующее преобразование цифрового кода в аналоговую величину осуществляет цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), который формирует ступенчатую функцию. Формирование выходного сигнала завершает фильтр нижних частот, реализующий фильтрацию высших гармоник.

§ 6.1. Назначение, классификация и основные устройства осциллографов

Электронно-лучевой осциллограф — один из наиболее универсальных измерительных приборов для визуального наблюдения электрических сигналов и измерения их параметров. Существуют различные типы осциллографов: универсальные, скоростные, стробоскопические, запоминающие и специальные.

Наиболее распространены универсальные осциллографы, позволяющие исследовать разнообразные электрические сигналы в диапазоне от долей милливольт до сотен вольт с длительностью от единиц наносекунд до нескольких секунд. Полоса пропускания лучших универсальных осциллографов достигает 300—400 МГц. Изображение сигнала на экране индицируется практически одновременно с появлением сигнала на входе, поэтому такие приборы называют осциллографами реального времени. Часто универсальные осциллографы выполняют со сменными блоками, увеличивающими их функциональные возможности.

Скоростные осциллографы предназначены для исследования быстротекущих процессов (нано- и пикосекундной длительности), для чего используется специальная электронно-лучевая трубка бегущей волны. Предварительного усиления входного сигнала в скоростных осциллографах, как правило, не производят, поэтому чувствительность их невелика. Эти приборы также являются осциллографами реального времени и позволяют наблюдать и фотографировать одиночные и повторяющиеся сигналы.

С помощью стробоскопических осциллографов исследуют повторяющиеся кратковременные процессы. По принципу действия стробоскопические осциллографы относятся к приборам с преобразованием временного масштаба и отличаются высокой чувствительностью и широкой (до 18 ГГц) рабочей полосой.

Запоминающие осциллографы благодаря применению специальных электронно-лучевых трубок обладают способностью сохранять и воспроизводить в течение длительного времени изображение сигнала после исчезновения его на входе. Основное назначение запоминающих осциллографов — исследование однократных и редко повторяющихся процессов. Запоминающие осциллографы имеют примерно те же характеристики, что и универсальные, однако отличаются расширенными функциональными возможностями.

К специальным относят осциллографы с дополнительными блоками целевого назначения, а также телевизионные, позволяющие выделить видеосигнал заданной строки изображения, цифровые, дающие возможность не только наблюдать сигнал, но и передать его в цифровом виде на ЭВМ для дальнейшей обработки. Специальные осциллографы могут включать блоки измерения напряжений, токов и сопротивлений (мультиметры), а также устрой-

ства для исследования вольт-амперных характеристик полупроводниковых приборов.

По числу одновременно наблюдаемых на экране сигналов различают одноканальные и многоканальные осциллографы. Возможность совмещения на экране изображений нескольких входных сигналов реализуют либо использованием специальной многолучевой трубки, либо путем периодического переключения осциллографа на разные входы с помощью электронного коммутатора.

К основным блокам, позволяющим осуществить наблюдение и измерение характеристик процессов, можно отнести электронно-лучевые трубки и генераторы развертки.

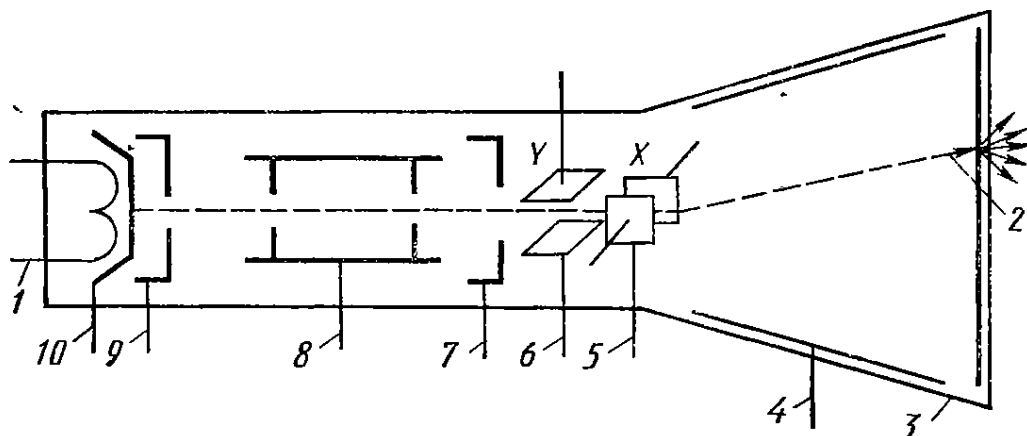


Рис. 6.1. Устройство осциллографической электронно-лучевой трубки:

1 — нагреватель; 2 — экран; 3 — вакуумная оболочка; 4 — третий анод; 5 — горизонтально отклоняющие пластины; 6 — вертикально отклоняющие пластины; 7 — второй анод; 8 — первый анод; 9 — модулятор; 10 — катод

Осциллографические электронно-лучевые трубки. В осциллографах применяют, как правило, электронно-лучевые трубки (ЭЛТ) с электростатическим управлением и формированием луча. ЭЛТ представляет собой стеклянную вакуумную оболочку с люминесцентным экраном (рис. 6.1). Внутри оболочки расположены: катод с подогревателем; электроды ускорения и фокусировки луча (1-й—3-й аноды); модулятор яркости светового пятна; пара пластин для отклонения луча по вертикали (ось Y); пара пластин, отклоняющих луч по горизонтальной координате (ось X).

Принцип действия ЭЛТ основан на следующем. Электроны, эмиттированные с катода, ускоряются и формируются в узкий пучок (электронный луч). Проходя мимо пластин, электронный луч под воздействием приложенного к ним напряжения отклоняется по осям X и Y . Попадая на люминесцентный экран, электроны вызывают свечение в виде яркой точки. Размеры и конфигурацию пластин выбирают так, чтобы смещение светового пятна было пропорционально значениям отклоняющих напряжений, поданных на пластины. При этом световое пятно описывает траекторию, называемую осциллограммой.

Основные эксплуатационные параметры ЭЛТ описываются следующими эксплуатационными параметрами: 1) чувствительностью ЭЛТ по осям X и Y (h_x и h_y), которая выражается величиной пе-

ремещения светового пятна, вызванного отклоняющим напряжением величиной 1 В; 2) полосой пропускания ЭЛТ — диапазоном частот, в пределах которого чувствительность по вертикали составляет не менее 0,707 от максимального значения. Из-за конечного времени пролета электронов вдоль отклоняющих пластин $\tau_{пр}$ полоса пропускания ограничена со стороны верхних частот. Для учета этого эффекта используют понятие динамической чувствительности, которая связана со статической чувствительностью, введенной ранее, следующей зависимостью:

$$h_d = h_y \frac{\sin(\pi f \tau_{пр})}{\pi f \tau_{пр}} \quad (6.1)$$

График зависимости динамической чувствительности от частоты приведен на рис. 6.2. Динамическая чувствительность на частотах $f = n/\tau_{пр}$ ($n = 1, 2, \dots$) обращается в нуль. Частоту $f_{кр} = 1/\tau_{пр}$ называют критической; она зависит от значения ускоряющего напряжения и длины пластин.

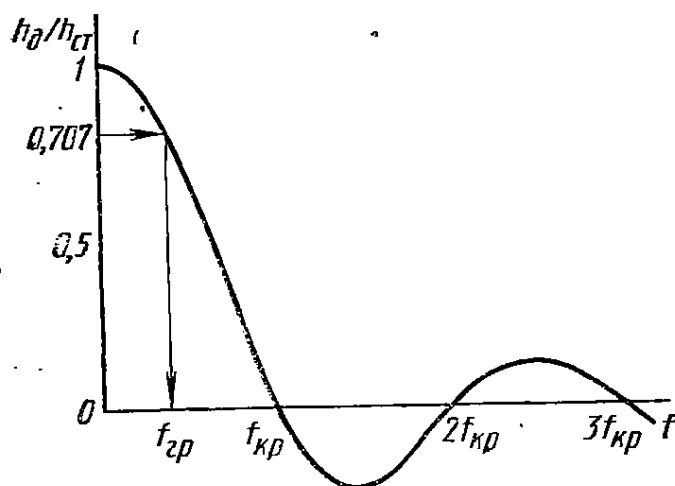


Рис. 6.2. Зависимость динамической чувствительности ЭЛТ от частоты

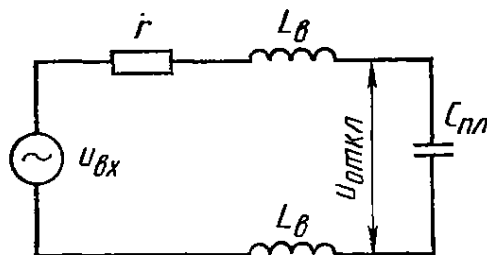


Рис. 6.3. Эквивалентная схема отклоняющих пластин

Полоса пропускания ЭЛТ обычно задается верхней граничной частотой $f_{в}$, на которой $h_d = 0,707 h_y$. Кроме пролетных явлений, учитываемых соотношением (6.1), на нее влияют емкость пластин и индуктивность их выводов. Поясним это, рассмотрев эквивалентную схему отклоняющих пластин (рис. 6.3). Последовательный контур, образованный паразитными реактивностями $L_{в}$ и $C_{пл}$, имеет малое входное сопротивление на частоте собственного резонанса:

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{2L_{в}C_{пл}}} \quad (6.2)$$

Напряжение на пластинах зависит от частоты по закону, показанному на рис. 6.4. Как видно из графика, на частотах выше резонансной чувствительность ЭЛТ резко падает. Для повышения резонансной частоты уменьшают индуктивность выводов и емкость пластин.

Рассмотренные причины являются факторами, ограничивающими рабочую полосу ЭЛТ широкого применения частотами 200—300 МГц. Статическая чувствительность их находится в пределах 0,6—6 мм/В по оси Y .

Важным параметром ЭЛТ также является размер рабочей части экрана, в пределах которой искажения осциллограммы минимальны. Для улучшения использования площади экрана современные ЭЛТ имеют прямоугольный экран.

К световым параметрам ЭЛТ относят следующие: 1) *диаметр светового пятна при оптимальной яркости*. Этот параметр определяет разрешающую способность ЭЛТ; 2) *максимальная яркость свечения экрана*. Она зависит от

плотности электронного пучка. Яркость регулируется путем изменения отрицательного напряжения на модуляторе; 3) *цвет свечения экрана*. Чаще всего используют зеленый и желтый цвета, обеспечивающие наименьшую утомляемость глаза оператора. Для фотографирования с экрана применяют ЭЛТ с голубым свечением, к которому более чувствительны фотоматериалы; 4) *время послесвечения*. Для улучшения визуального восприятия осциллограммы время свечения экрана должно превышать время воздействия на него электронов (послесвечение).

Для наблюдения процессов с частотой более 10 Гц используют экраны с послесвечением средней продолжительности — до 100 мс. Для фоторегистрации более предпочтителен люминофор с малым (до 10 мс) послесвечением. При исследовании медленных процессов используют экраны, имеющие послесвечение более 100 мс.

Рассмотрим некоторые пути улучшения параметров ЭЛТ. Шкала экрана ЭЛТ наносится на внутреннюю поверхность стекла. Это устраняет субъективные ошибки из-за параллакса, которые возникают при использовании шкалы, накладываемой на ЭЛТ снаружи. Для увеличения яркости изображения используют металлизированный экран. Изнутри на него наносят тонкую пленку алюминия, прозрачную для электронов, но отражающую световой поток (направленный внутрь трубки) в сторону оператора.

Другим способом увеличения яркости, применяемым при фоторегистрации быстропротекающих процессов, является применение стекловолоконных экранов. Такие экраны представляют собой совокупность коротких отрезков световодов — стеклянных нитей с отражающей оболочкой. В каждом световоде излучение распространяется от одного торца к другому с минимальным боковым рассеянием, поэтому практически вся световая энергия достигает фотопленки, наложенной непосредственно на экран.

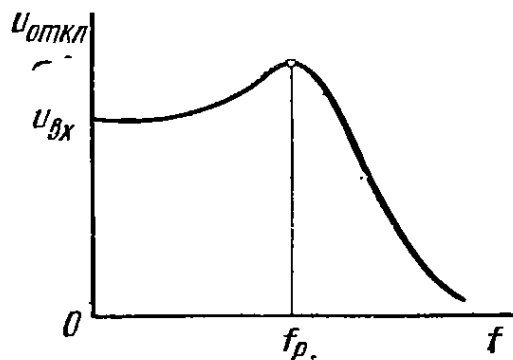


Рис. 6.4. Зависимость отклоняющего напряжения на пластинах Y от частоты

Расширения полосы пропускания достигают введением в ЭЛТ отклоняющей системы типа бегущей волны. Принцип действия трубки бегущей волны поясняет схема на рис. 6.5. Отклоняющая пластина, длина которой l , обеспечивает достаточную статическую чувствительность трубки и разрезана на отдельные секции длиной l' . Секции соединены между собой индуктивностями L так, чтобы образовать искусственную линию с постоянным волновым сопротивлением

$$Z_c = \sqrt{L/C}, \quad (6.3)$$

где C — емкость пластин каждой секции.

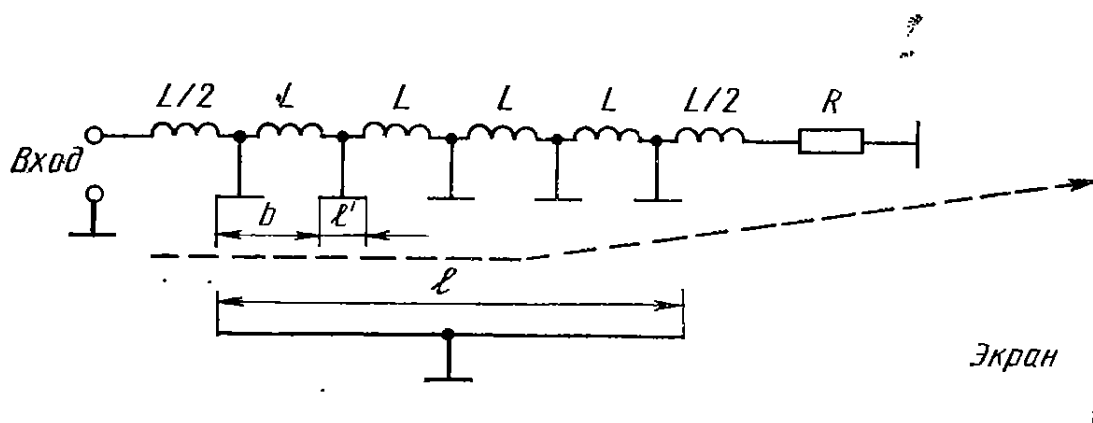


Рис. 6.5. Отклоняющая система типа бегущей волны

Исследуемый сигнал подается на пластины первой секции. При этом в линии возбуждается бегущая волна, распространяющаяся в сторону экрана трубки со скоростью

$$V = b/\sqrt{LC}, \quad (6.4)$$

где b — период линии.

Так как на конце линия нагружена на активное сопротивление R , равное волновому, то отраженная волна отсутствует. Если выбрать скорость V равной скорости электронов, то отклоняющее поле для каждого электрона пучка будет синфазным и на протяжении всей отклоняющей системы не приводит к уменьшению чувствительности трубки. На практике (из-за конечной длины секций, частотной зависимости скорости и т. д.) полоса пропускания ограничена, однако применение широкополосной замедляющей системы для отклонения луча позволяет расширить частотный диапазон трубки бегущей волны примерно на порядок по сравнению с традиционными ЭЛТ.

Современные ЭЛТ бегущей волны имеют рабочую полосу до нескольких ГГц при чувствительности 10—15 мм/В.

Запоминающие трубки. Эти трубки содержат те же элементы, что и ЭЛТ широкого применения. Это позволяет использовать их в режиме осциллографирования без запоминания. Дополнительно запоминающие ЭЛТ оснащают узлом памяти, узлом воспроизведения и вспомогательными электродами (рис. 6.6). Узел памяти со-

держит мишень — сетку, покрытую слоем диэлектрика, и коллектор — более крупноструктурную сетку, расположенную поверх мишени. Запись изображения осуществляется электронным лучом высокой энергии (записывающий луч). Электроны луча оседают на мишени, причем количество заряда пропорционально току луча. При перемещении луча на мишени создается потенциальный рельеф, повторяющий форму осциллограммы. После прекращения действия сигнала потенциальный рельеф мишени сохраняется длительное время (особенно при отключенном питании ЭЛТ).

Для наблюдения записанного изображения служит узел воспроизведения, состоящий из катода с подогревателем, модулятора и электродов коллиматора. Катод создает поток электронов малой энергии, плотность которого регулируется модулятором. Коллиматор формирует широкий пучок, равномерно облучающий мишень.

Потенциалы мишени и коллектора подобраны таким образом, чтобы при отсутствии записанного изображения медленные электроны воспроизводящего пучка не могли пройти через мишень.

В этом случае свечение экрана минимально. При наличии потенциального рельефа в этих точках мишени часть электронов проходят к экрану, вызывая его свечение. На экране появляется осциллограмма, повторяющая форму потенциального рельефа мишени. Стирание записи производится подачей на мишень положительного импульса, выравнивающего потенциал мишени.

Запоминающие ЭЛТ характеризуют следующими параметрами: *яркость свечения экрана* в режиме воспроизведения; она регулируется напряжением на модуляторе воспроизводящего узла и может быть высока, так как воспроизведение производится непрерывно (в отличие от обычной ЭЛТ); *время воспроизведения изображения*; это время ограничивается устойчивостью потенциального рельефа к ионной бомбардировке, имеющей место в любой ЭЛТ, а также утечками; в современных ЭЛТ время воспроизведения может достигать десятков минут; *время сохранения записи*; оно определяется при снятом напряжении с ЭЛТ; *скорость записи* — важный параметр, определяющий быстродействие ЭЛТ в режиме запоминания; определяется временем, необходимым для создания потенциального рельефа достаточной величины.

Современные запоминающие ЭЛТ имеют скорость записи от 5—10 до 4000 км/с.

Остальные параметры запоминающих ЭЛТ не отличаются от параметров ЭЛТ широкого применения.

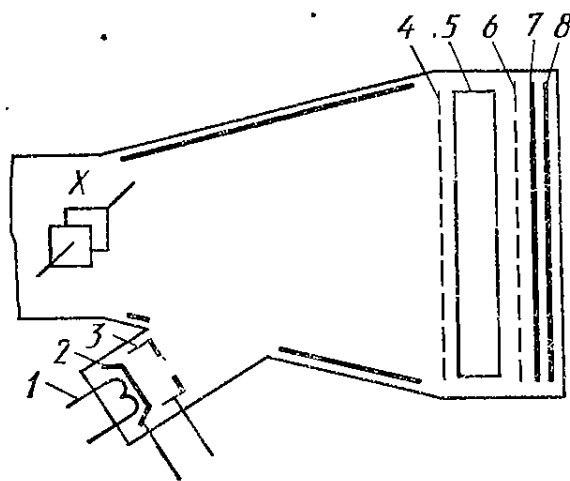


Рис. 6.6. Узел памяти запоминающей ЭЛТ:

1 — нагреватель; 2 — катод; 3 — модулятор; 4 — ионный отражатель; 5 — коллиматор; 6 — коллектор; 7 — мишень; 8 — экран

Перспективным типом отображающего устройства, применяемого в осциллографах с аналого-цифровым преобразованием исследуемого сигнала, является матричная индикаторная панель. Она представляет собой совокупность отдельных дискретных излучателей (газоразрядных, твердотельных и пр.). На рис. 6.7 изображена конструкция матричной газоразрядной панели. Она содержит две стеклянные пластины, на внутренних поверхностях которых напылены тонкие проводящие полоски (аноды и катоды). Аноды располагаются на лицевой пластине, через которую проходит световое излучение, поэтому их делают прозрачными. Между пластинами помещается диэлектрическая матрица с отверстиями, образующими газоразрядные ячейки в точках перекрестия электродов. Панель заполняют гелий-неоновой смесью и герметизируют. Изображение исследуемого сигнала образуется поочередным зажиганием газоразрядных ячеек. Для этого со схемы управления в каждый момент времени на аноды и катоды подают

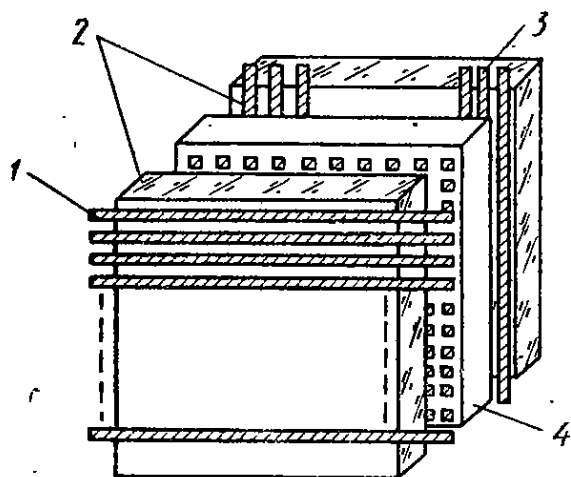


Рис. 6.7. Матричная индикаторная панель:

1 — аноды; 2 — стеклянные пластины;
3 — катоды; 4 — матрица

соответственно положительный и отрицательный импульсы поджига. Номер анода, на который подается импульс, определяет строку, а номер катода — столбец, на перекрестии которых располагается светящаяся ячейка. Такой принцип управления называют матричным, его реализуют цифровыми методами.

Преимуществами матричных индикаторных панелей являются малые габариты и вес, низкие напряжения питания. В них отсутствуют геометрические искажения, светящаяся точка стабильна. Разработаны панели с внутренней памятью, способные не только воспроизводить, но и запоминать изображение сигнала. Цифровой принцип управления позволяет достаточно просто совместить изображение сигнала с цифробуквенной индикацией его параметров на одном экране. К недостаткам следует отнести сложность схемы управления, недостаточные разрешающую способность и быстродействие.

Преимуществами матричных индикаторных панелей являются малые габариты и вес, низкие напряжения питания. В них отсутствуют геометрические искажения, светящаяся точка стабильна. Разработаны панели с внутренней памятью, способные не только воспроизводить, но и запоминать изображение сигнала. Цифровой принцип управления позволяет достаточно просто совместить изображение сигнала с цифробуквенной индикацией его параметров на одном экране. К недостаткам следует отнести сложность схемы управления, недостаточные разрешающую способность и быстродействие.

В настоящее время серийно выпускаются матричные индикаторные панели с числом ячеек 100×100 , что обеспечивает разрешающую способность Π лин/мм. Экспериментальные образцы содержат 1000×1000 ячеек, что обеспечивает разрешающую способность, сравнимую с лучшими образцами ЭЛТ.

Виды разверток и их применение. Для воспроизведения формы исследуемого сигнала на экране ЭЛТ используется его развертка во времени. Разверткой называют линию на экране осциллографа, которую вычерчивает луч в отсутствие сигнала. В осциллографах чаще используют линейную развертку. Для некоторых из-

мерений применяют круговую и эллиптическую развертки.

В случае линейной развертки луч, двигаясь равномерно по экрану, прочерчивает прямую горизонтальную линию, как бы нанося на экран ось абсцисс декартовой системы координат — ось времени. Если на вертикально отклоняющие пластины подать исследуемый сигнал, то луч будет смещаться от линии развертки, причем величина отклонения пропорциональна мгновенному значению сигнала в текущий момент времени (в данной точке развертки).

Линейная развертка может быть однократной, непрерывной и ждущей.

Однократная развертка применяется для наблюдения одиночных и непериодических процессов. Для фиксации изображения применяют фоторегистрацию или запоминаящую ЭЛТ. При однократной развертке на пластины X подают линейно изменяющийся (пилообразный) импульс (рис. 6.8) от специального генератора, встроенного в осциллограф и называемого генератором развертки. Запуск генератора развертки производят несколько раньше момента появления напряжения на пластинах Y , для чего в осциллографе производится небольшая задержка входного сигнала. После того как луч достигнет края экрана (при этом напряжение на пластинах X равно амплитуде развертки U_p), луч возвращается в исходное положение и осциллограф готов к приходу следующего сигнала.

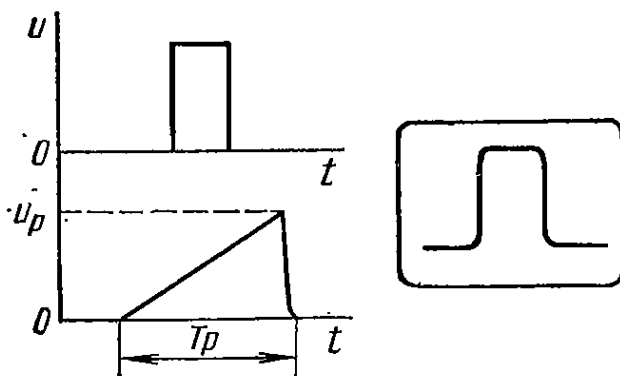


Рис. 6.8. Однократная развертка

Непрерывная развертка применяется для исследования периодически повторяющихся сигналов. Напряжение развертки при этом вырабатывается непрерывно (рис. 6.9) и изображение образуется наложением осциллограмм, полученных на каждом периоде исследуемого сигнала (рис. 6.9, а) или на нескольких периодах (рис. 6.9, б). Период развертки следует выбирать так, чтобы изображение на экране было неподвижным. Это возможно при выполнении следующего условия: отношение периода развертки T_p к периоду исследуемого сигнала T кратно целому числу:

$$T_p/T = n, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (6.5)$$

$n=1$ соответствует изображению одного периода сигнала (рис. 6.9, а), $n=2$ — двух периодов (рис. 6.9, б) и т. д. Если кратность не выполняется, то изображения сигнала на каждом периоде смещаются. Это приводит к появлению «бегущего» изображения; наблюдать сигнал при этом невозможно. Кратность развертки периоду повторения сигнала обеспечивается устройством синхронизации осциллографа.

Ждущая развертка применяется для исследования непериодических сигналов, а также импульсов малой длительности с большим периодом повторения, когда непрерывная развертка малоприменяема. Это поясняет рис. 6.10. Как видно, при $T_p = T$ масштаб изображения не подходит для наблюдения формы сигнала. Попытка

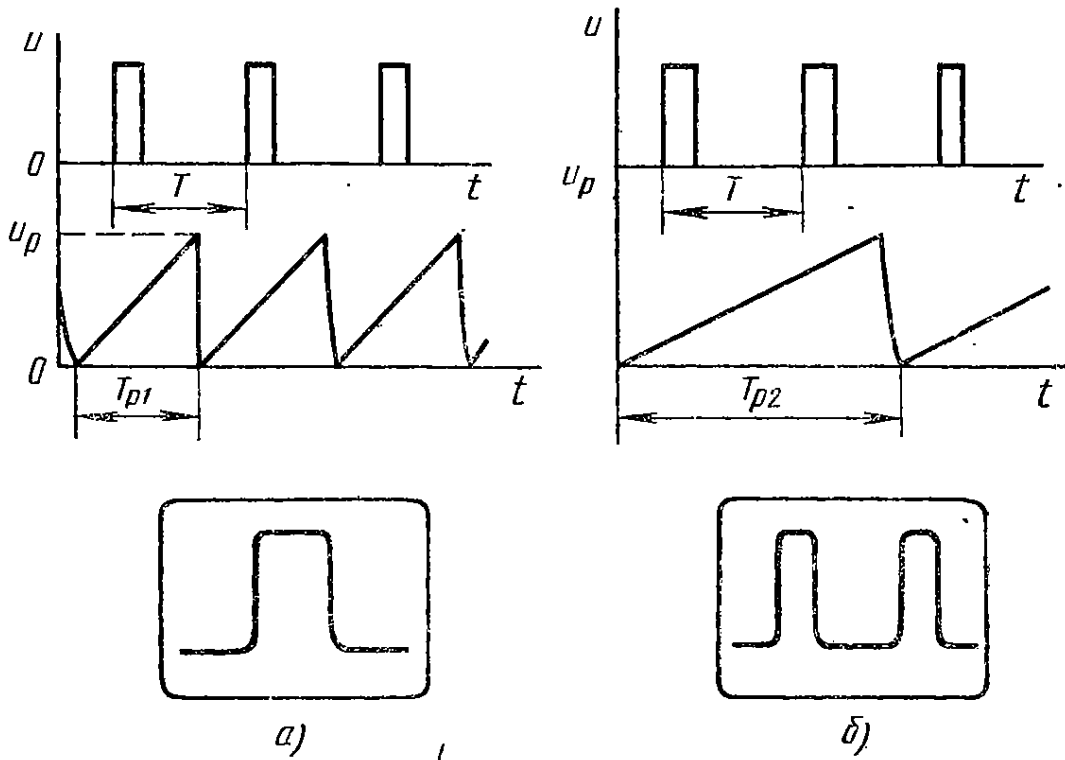


Рис. 6.9. Непрерывная развертка:
 а — $T_{p1} = T$; б — $T_{p2} = 2T$

уменьшить период развертки $T_p < T$ приводит к искажению осциллограммы (рис. 6.10, в) — кроме сигнала на экране появится линия развертки, прочерченная во время холостых проходов луча. Число

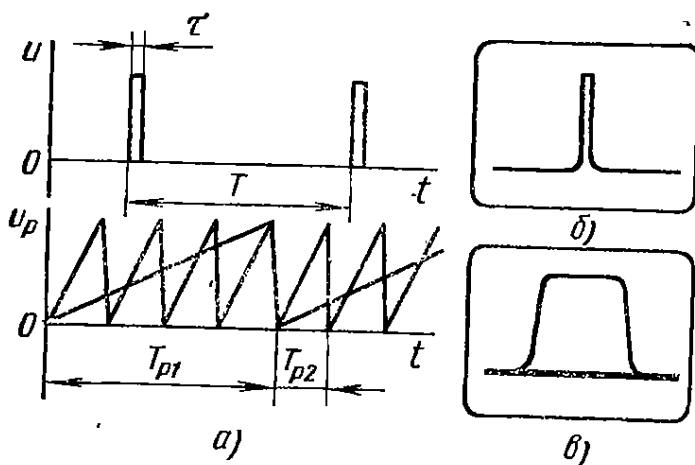


Рис. 6.10. Осциллографирование коротких импульсов с большим периодом следования при непрерывной развертке:
 а — вид сигнала и напряжений развертки; б — осциллограмма при $T_{p1} = T$; в — осциллограмма при $T_{p2} < T$

этих проходов может быть велико, поэтому яркость нулевой линии существенно больше яркости изображения сигнала. Практически из-за ограниченного динамического диапазона ЭЛТ по яркости изображение сигнала наблюдаться не может.

Задача решается устранением холостых проходов луча, что осуществляют в ждущем режиме работы генератора развертки (рис. 6.11). Напряжение развертки вырабатывается только при наличии на входе осциллографа исследуемого сигнала.

При этом $T_p < T$, но изображение получается однородным по яркости. Управление генератором развертки осуществляют устройством запуска осциллографа. Ждущая развертка незаменима при наблюдении непериодических сигналов, так как кратность развертки в данном случае не играет роли.

Рассмотрим, как определяется временной масштаб изображения. Амплитуду развертки выбирают так, чтобы луч отклонялся на всю ширину экрана $l_{\text{э}}$. Следовательно, полное время перемещения луча по экрану T_p определяет масштаб по оси X. Принято выражать масштаб с помощью коэффициента развертки

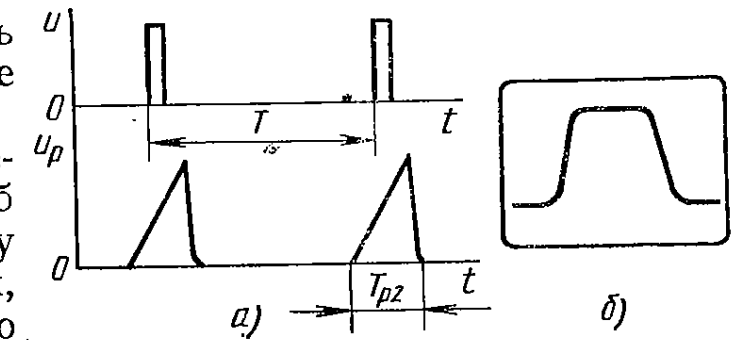


Рис. 6.11. Ждущая линейная развертка: а — напряжение развертки; б — осциллограмма импульса

$$K_p = T_p / l_{\text{э}} \quad (6.6)$$

Коэффициент развертки выражают в единицах времени на деление шкалы ЭЛТ. Установка коэффициента развертки означает (при неизменном U_p) регулировку скорости нарастания пилообразного напряжения путем изменения периода напряжения развертки. В большинстве современных осциллографов предусмотрен также

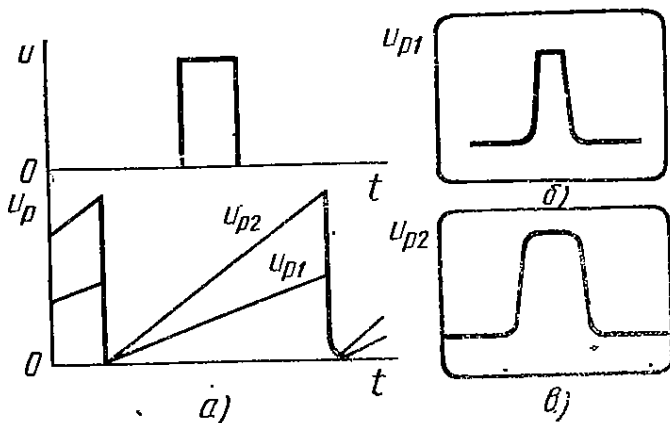


Рис. 6.12. Режим растяжки развертки: а — вид сигнала и напряжения развертки; б — осциллограмма сигнала при обычной развертке U_{p1} ; в — осциллограмма при «растянутой» развертке U_{p2}

дополнительный режим изменения масштаба изображения — увеличением амплитуды напряжения развертки U_p без изменения скорости нарастания. Этот режим называется растяжкой и характерен тем, что некоторое время луч находится за экраном, т. е. используется только часть рабочего хода развертки (рис. 6.12). При этом несколько снижается яркость изображения, увеличивается влияние нелинейности напряжения развертки. Преимуществом режима

растяжки является возможность получить расширение рабочих диапазонов коэффициентов развертки без переключения генератора развертки. В типовых осциллографах обычно применяют растяжку в 10 раз.

Круговая и эллиптическая развертки. В этом случае линия развертки представляет собой окружность или эллипс, причем ее длина больше, чем в случае линейной развертки, и отсутствует обратный ход луча. Данные обстоятельства увеличивают разрешающую

способность осциллографа примерно в три раза. Для создания круговой развертки используется генератор синусоидального напряжения, сигнал с которого подается на пластины X непосредственно, а на пластины Y — со сдвигом 90° . Равенство амплитуд напряжений на пластинах дает круговую развертку, при неравенстве линия развертки представляет собой эллипс.

Чаще всего исследуемый сигнал подается на модулятор ЭЛТ и

воздействует на яркость луча. Этот режим используют для измерения временных интервалов и частоты; форму сигнала можно наблюдать при подаче его одновременно на пластины X и Y . При этом отклонение луча происходит по радиусу трубки. Часто применяется подача сигнала на ускоряющий электрод ЭЛТ. Увеличение ускоряющего напряжения эквивалентно уменьшению чувствительности, что вызывает радиальное смещение луча к центру экрана. Наблюдение формы сигнала при круговой развертке несколько затруднено из-за

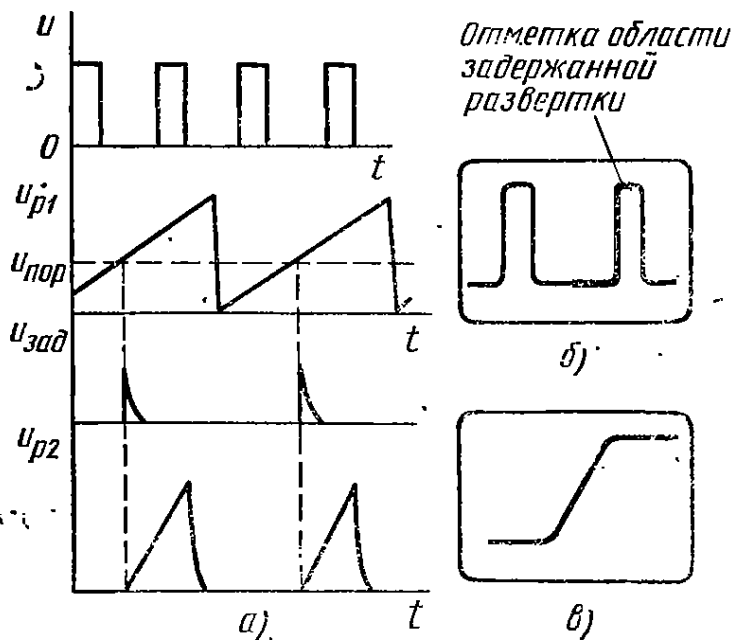


Рис. 6.13. Задерживающая и задержанная развертка:

а — диаграммы напряжений; б — осциллограмма импульсов при задерживающей развертке; в — осциллограмма при задержанной развертке

необычной системы координат изображения.

В современных осциллографах широко распространены генераторы двойной развертки (задерживающей и задержанной). Применение двойной развертки существенно увеличивает функциональные возможности осциллографа. В частности, это позволяет рассматривать отдельные участки сигнала в удобном масштабе, что повышает точность измерения. Принцип действия двойной развертки показан на рис. 6.13.

Первая (задерживающая) развертка позволяет наблюдать полный сигнал, и ее действие ничем не отличается от обычной линейной развертки, описанной ранее. Она допускает все режимы работы линейной развертки. Вторая (задержанная) развертка запускается с некоторой задержкой относительно начала первой развертки. Период задержанной развертки (а следовательно, и временной масштаб изображения) можно выбрать независимо и, в частности, меньше периода первой развертки. Задержка запуска второй развертки делается регулируемой, и при рассмотрении полного сигнала (когда на пластины подается напряжение первой развертки) область действия второй развертки выделяется яркостной отметкой.

Регулировкой задержки и длительности второй развертки можно установить яркостную отметку на интересующую часть сигнала. Переключение осциллографа на работу с задержанной разверткой позволяет наблюдать выбранную часть сигнала. При работе осциллографа попеременно от двух разверток производится обзор всего сигнала и измерение его параметров с повышенной точностью.

Погрешности измерения временных параметров сигнала зависят главным образом от линейности развертки, которую характеризуют коэффициентом нелинейности

$$p = \left| \frac{\left. \frac{du_p}{dt} \right|_{t=0} - \left. \frac{du_p}{dt} \right|_{t=T_p}}{\left. \frac{du_p}{dt} \right|_{t=0}} \right|. \quad (6.7)$$

Коэффициент нелинейности выражает относительное изменение скорости нарастания напряжения в начале и конце рабочего хода развертки. Для качественного изображения процесса требуется иметь нелинейность не более 1—3%, однако для проведения измерений с высокой точностью необходимо иметь генератор развертки с нелинейностью менее 1%. Кроме того, к генераторам развертки предъявляется требование малости обратного хода, так как во время обратного хода развертки наблюдение сигнала невозможно.

§ 6.2. Структурная схема универсального осциллографа

Рассмотрим обобщенную структурную схему универсального осциллографа (рис. 6.14). В осциллографе кроме ЭЛТ можно выделить следующие функциональные блоки: каналы вертикального и горизонтального отклонений, устройство синхронизации и запуска развертки, канал модуляции луча, вспомогательные устройства, источник питания.

Канал вертикального отклонения (Y) определяет основные качественные характеристики осциллографа и включает входное устройство, предварительный усилитель, линию задержки и оконечный усилитель. Входная цепь служит для регулировки входного сигнала по амплитуде, которая осуществляется широкополосным дискретным аттенуатором, проградуированным в значениях коэффициента отклонения. Во входной цепи предусматривают также коммутируемый разделительный конденсатор, позволяющий при необходимости исключить подачу на вход осциллографа постоянной составляющей исследуемого сигнала («закрытый» вход).

Предварительный усилитель выполняет следующие функции: усиление сигнала и преобразование его из несимметричного в симметричный относительно общего провода, плавную регулировку коэффициента отклонения и изменение постоянной составляющей сигнала, подаваемого на ЭЛТ. Последнее необходимо для регулировки положения изображения по вертикали. В современных моделях широко используется дифференциальный предварительный усилитель

с двумя входами. При этом на экране ЭЛТ отображается разность сигналов, поданных на входы.

Линия задержки обеспечивает небольшой временной сдвиг сигнала на пластинах ЭЛТ относительно начала развертки, что важно для ждущего режима. Оконечный усилитель обеспечивает увеличение амплитуды сигнала до значения, достаточного для отклонения луча в пределах экрана, а также согласование входного сопротивления отклоняющих пластин ЭЛТ с выходным сопротивлением предварительного усилителя и линии задержки.

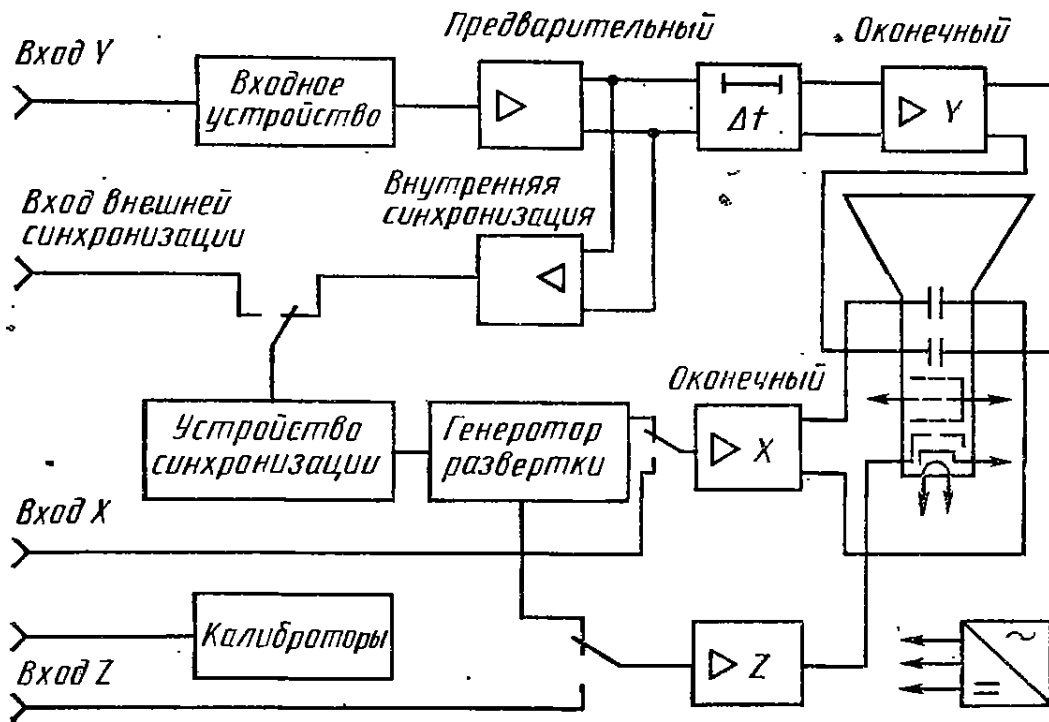


Рис. 6.14. Структурная схема универсального осциллографа

Канал горизонтального отклонения (X) включает генератор развертки и окончательный усилитель. Как правило, генератор развертки имеет три режима работы: автоколебательный (непрерывная линейная развертка), ждущий и режим однократного запуска. Период развертки регулируется дискретно и плавно. Генератор развертки может быть отключен; при этом развертка производится внешним сигналом, подаваемым на вход канала X. Назначение усилителя X то же, что и окончательного усилителя Y, однако в нем предусматривается дискретное изменение коэффициента усиления для режима растяжки.

Устройство синхронизации и запуска развертки предназначено для управления генератором развертки и обеспечивает кратность периодов сигнала и развертки. Для получения неподвижного изображения начало развертки должно быть связано с одной и той же характерной точкой сигнала (фронтом, максимумом и пр.). Процесс привязки развертки к характерным точкам сигнала называют синхронизацией в автоколебательном режиме и запуском — в ждущем. Синхронизация и запуск развертки производятся специальным

синхроимпульсом, подаваемым на генератор из устройства синхронизации. Различают два режима синхронизации: внутреннюю и внешнюю. При внутренней синхронизации синхроимпульсы вырабатываются из усиленного входного сигнала до его задержки. При внешней — сигнал синхронизации подают на специальный вход осциллографа от внешнего источника. Например, в стандартных генераторах импульсов вырабатываются синхроимпульсы, относительно которых выходной сигнал может быть сдвинут с помощью регулируемой задержки. При изучении прохождения импульсов через какое-либо устройство регулировка задержки на генераторе при внешней синхронизации позволяет перемещать импульс на экране осциллографа по горизонтальной координате в удобное для наблюдения место.

Канал модуляции луча по яркости (Z), основное назначение которого — подсветка прямого хода развертки. Постоянное напряжение на модуляторе ЭЛТ выбирают на уровне запирающей трубки. В генераторе развертки вырабатывается специальный прямоугольный импульс подсвета, равный длительности прямого хода развертки. Для равномерной яркости изображения импульс подсвета должен иметь плоскую вершину. Необходимо также обеспечить малую длительность фронта и спада импульса. Для формирования напряжения, поступающего на модулятор, служит усилитель Z, имеющий также дополнительный вход. Это дает возможность модуляции изображения по яркости внешним сигналом. Канал Z используется также для создания яркостной отметки в осциллографах с двойной разверткой.

Вспомогательные устройства осциллографа включают калибраторы и электронный коммутатор каналов. Калибраторы, встроенные в осциллограф, служат для точной установки коэффициентов отклонения и развертки непосредственно перед измерениями. Они представляют собой отдельные генераторы сигналов с точно известными амплитудой и частотой. Для калибровки оси Y используют постоянные напряжения обеих полярностей (иногда плавно регулируемые) и напряжения в виде меандра. Масштаб по оси X обычно устанавливают по синусоидальному напряжению, стабилизированному кварцем.

Электронные коммутаторы, входящие в канал Y некоторых осциллографов, позволяют наблюдать на экране несколько синхронных процессов (имеющих строго кратные периоды повторения). Такой осциллограф называется многоканальным и имеет несколько входов, подключаемых к усилителю Y с частотой развертки. В этом случае на каждом ходе развертки образуется изображение одного из входных сигналов (поочередный режим). Для медленных разверток такой режим работы коммутатора неудобен из-за мелькания изображений. Для этого случая используется прерывистый режим работы коммутатора: переключение его происходит с большой частотой. Изображение на экране образуется в виде отдельных черточек, соответствующих каждому сигналу. За счет несинхронности частоты переключения и частоты развертки при каж-

дом ходе развертки эти черточки смещаются по траектории, повторяющей форму сигнала, и благодаря инерционности зрения воспринимаются как слитное изображение. Как правило, электронные коммутаторы предусматривают несколько режимов работы канала Y: наблюдение каждого из сигналов отдельно, одновременное наблюдение сигналов, сложение сигналов.

Источник питания осциллографа обычно состоит из двух частей: высоковольтного, выдающего необходимые напряжения для питания электродов ЭЛТ, и низковольтного — для питания остальных узлов осциллографа.

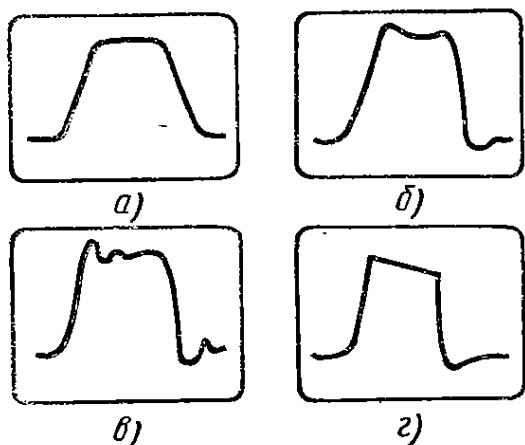


Рис. 6.15. Типичные искажения изображения прямоугольного импульса на экране осциллографа

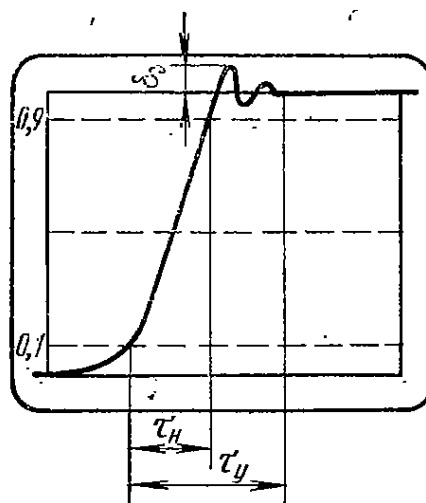


Рис. 6.16. Переходная характеристика осциллографа

§ 6.3. Основные технические характеристики осциллографа

Параметры осциллографа характеризуют его технические и эксплуатационные возможности как измерительного прибора. Можно выделить три группы параметров: 1) определяющие условия неискаженного воспроизведения на экране формы сигналов; 2) характеризующие точность измерения; 3) эксплуатационные параметры.

1. Рассмотрим первую группу параметров, для чего предварительно проанализируем некоторые возможные искажения изображения сигнала на экране осциллографа. На рис. 6.15, а — г приведены характерные искажения изображения прямоугольного импульса, вызванные ограниченной полосой пропускания канала Y: увеличение длительностей фронта и среза импульса (рис. 6.15, а); появление выброса на плоской части изображения импульса (рис. 6.15, б) и паразитных осцилляций (рис. 6.15, в); спад вершины импульса (рис. 6.15, г).

Первые два вида искажений проявляются в случае ограниченной полосы пропускания канала Y со стороны верхних частот (недостаточное быстродействие осциллографа) при различной форме

амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). Спад вершины импульсов характерен для сигналов большой длительности, поданных на закрытый вход осциллографа; искажение возникает из-за ограниченной полосы пропускания со стороны низких частот. Устранение спада вершины сводится к переключению канала Y на открытый вход, что не всегда возможно.

Быстродействие осциллографа принято характеризовать величинами, описывающими форму его переходной характеристики. Переходную характеристику (ПХ) осциллографа (канала Y) характеризуют изображением единичного скачка напряжения (рис. 6.16).

К ее параметрам относят время нарастания τ_n — интервал, в течение которого луч проходит от 0,1 до 0,9 от установившегося значения переходной характеристики. Плоская часть ПХ может быть с выбросом или с осцилляциями; в этих случаях используют дополнительные параметры: время установления τ_y , отсчитываемое от уровня 0,1 до момента уменьшения осцилляций до заданного уровня, выброс δ . Время нарастания — основной параметр канала Y осциллографа. Для исследования кратковременных сигналов необходим осциллограф, имеющий время нарастания не более 0,3 от длительности сигнала. В случае импульсных сигналов длительность фронта τ_f определяется через измеренную на экране осциллографа величину $\tau_{изм}$ следующим соотношением:

$$\tau_f \cong \sqrt{\tau_{изм}^2 - \tau_n^2} \quad (6.8)$$

Частотные свойства осциллографа описываются параметрами его амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) — зависимости размера изображения гармонического сигнала от его частоты. АЧХ характеризуют полосой пропускания, определяемой верхней граничной частотой f_B , отсчитываемой по уровню 0,707 от значения АЧХ на низких частотах. Значение f_B связано с временем нарастания следующей зависимостью:

$$f_B = 350/\tau_n, \quad (6.9)$$

где f_B — в МГц, τ_n — в нс.

Среди других параметров отметим нормальный диапазон АЧХ, в пределах которого неравномерность АЧХ не превышает погрешности измерения напряжения для данного осциллографа. Этот параметр определяет частотные границы измерения амплитуд гармонических сигналов с заданной точностью.

Специфическим видом искажений является воспроизведение на экране осциллографа собственных шумов усилителя Y . При этом линия развертки получается размытой и наблюдение сигнала и измерение его параметров затруднено или невозможно. Уровень собственных шумов определяет максимальную чувствительность осциллографа — параметр, численно выражаемый минимальным коэффициентом отклонения, при котором возможны измерения с заданной точностью. Собственные шумы проявляются сильнее в широкополосных каналах Y , поэтому высокочувствительные осциллографы, как правило, узкополосны.

Кроме линейных в осциллографах проявляются и нелинейные искажения изображения, вызванные отсутствием пропорциональности отклонения луча и значения приложенного напряжения сигнала. Нелинейные искажения имеют место также при отличии напряжения развертки от линейно нарастающего. Нелинейность отклонения и развертки являются дополнительными параметрами осциллографа.

2. Параметры, определяющие точность измерений, связаны с характеристиками примененной в осциллографе ЭЛТ и качеством дополнительных устройств, входящих в осциллограф. Согласно ГОСТу, осциллографы разделяют на четыре класса точности измерения напряжения и временных интервалов. Наиболее точные осциллографы первого класса имеют основную погрешность измерения напряжения и временных интервалов не более 3%, второго и третьего классов — соответственно 5 и 10%, наиболее простые и дешевые приборы относятся к четвертому классу (погрешность до 12%). Точность измерений зависит от размеров рабочей части экрана, ширины луча и указывается для случая, когда размеры изображения составляют не менее 30% от размера экрана. Важное значение имеет точность калибрационных сигналов — их параметры входят в число параметров осциллографа.

3. Эксплуатационные параметры осциллографа показывают области использования прибора. К ним относят размеры и массу осциллографа, его функциональные возможности, параметры каналов Y, X и Z, определяющие влияние осциллографа на источник сигнала при его подключении. Как правило, указывают входное сопротивление и входную емкость прибора.

§ 6.4. Техника осциллографических измерений

Измерение амплитуды напряжения и временных интервалов — основные процессы, выполняемые с помощью осциллографа. Для отсчета значений этих величин применяют метод калиброванных шкал, компенсационный и метод сравнения.

Метод калиброванных шкал применяют для измерения параметров сигнала на прямоугольной шкале — сетке, имеющей равноотстоящие вертикальные и горизонтальные линии. Как правило, предусматривается регулируемая подсветка шкалы, улучшающая условия измерения. Размеры шкалы согласованы с рабочей площадью экрана ЭЛТ; коэффициенты отклонения и развертки (масштабные коэффициенты) приводятся по отношению к делению шкалы. Процесс измерения заключается в подсчете числа делений шкалы, укладывающихся в интересующий интервал. Перевод в значения напряжения и длительности осуществляется домножением измеренной величины на масштабный коэффициент (с учетом множителя растяжки).

Для достижения минимальных погрешностей нужно стремиться к тому, чтобы изображение исследуемого сигнала занимало 80—90% рабочей площади экрана. В этом случае можно уменьшить по-

грешность измерений в 1,5—2 раза по сравнению с паспортной погрешностью используемого осциллографа.

Для успешного применения метода калиброванных шкал перед измерениями следует произвести калибровку осциллографа, т. е. проверку значений масштабных коэффициентов, и при необходимости — их корректировку.

Сигналы от калибраторов осциллографа подают на вход канала Y . Размеры изображения сравнивают с установленным масштабом. Если наблюдается расхождение между точно известными параметрами калибрационных сигналов и измеренными по шкале, то с помощью плавных регулировок усиления канала Y и длительности развертки устанавливают необходимое соответствие.

Метод калиброванных шкал является основным методом измерений для большинства осциллографов; точность осциллографа обычно указывается применительно к данному методу.

Компенсационный метод позволяет увеличить точность измерения и применяется в осциллографах, содержащих усилитель Y с дифференциальными входами и генератор двойной развертки. Сущность метода состоит в компенсации измеряемой величины образцовой. При этом изображение на экране используется как нуль-индикатор. Выигрыш в точности здесь достигается исключением большинства погрешностей, связанных с нелинейностью отклонения и развертки, геометрическими искажениями ЭЛТ, параллаксом, дискретностью шкалы и пр.

Измерение амплитуд компенсационным методом производят в осциллографах с дифференциальными входами. На второй (инвертирующий) вход подают постоянное (опорное) напряжение от плавно регулируемого источника. Это может быть калибратор осциллографа или внешний источник, параметры которого известны или могут быть измерены (например, с помощью цифрового вольтметра). Изменением опорного напряжения производят совмещение минимального уровня сигнала с какой-либо горизонтальной рисккой шкалы. Значение опорного напряжения фиксируют. Затем совмещают с этой же рисккой максимальный уровень сигнала. Разность в значениях опорного напряжения равна амплитуде сигнала.

Компенсационный метод измерения длительности реализуют в осциллографах с двойной разверткой. При этом используют калиброванную задержку второй развертки. Осциллограф устанавливают в режим работы с задержанной разверткой и регулировкой задержки, передний фронт сигнала совмещают с вертикальной рисккой шкалы. Затем производят совмещение заднего фронта сигнала с этой же рисккой. Разность значений задержки в том и другом случае равна длительности импульса.

Метод сравнения измеряемой величины с образцовой реализован в осциллографе С1-40. Для этого с помощью электронных коммутаторов на экране вместе с сигналом формируют две светящиеся точки, положение которых в пределах экрана может независимо регулироваться. Расстояние между точками по вертикали является образцовым для измерения напряжения, по горизонтали — для из-

мерения длительности; значения образцовых величин считают с органов регулировки положения точек. Процесс измерения заключается в совмещении точек с интересующим размером изображения. Таким образом, сравнение измеряемой и образцовой величин производят непосредственно на экране без использования шкалы. Это позволяет получить погрешность измерения не хуже 2%.

В качестве примера использования метода калиброванных шкал рассмотрим измерение параметров прямоугольных импульсов. Размер изображения импульса устанавливается так, чтобы его амплитуда занимала всю шкалу.

При этом калибровка по оси Y может не соблюдаться. Затем производится отсчет длительностей фронта τ_f и среза $\tau_{ср}$ и длительности импульса $\tau_{и}$ в делениях шкалы, причем τ_f и $\tau_{ср}$ измеряют между уровнями 0,1 и 0,9, а $\tau_{и}$ — по уровню 0,5. Для удобства измерений шкала осциллографа обычно имеет пунктирные линии, соответствующие отсчетным уровням.

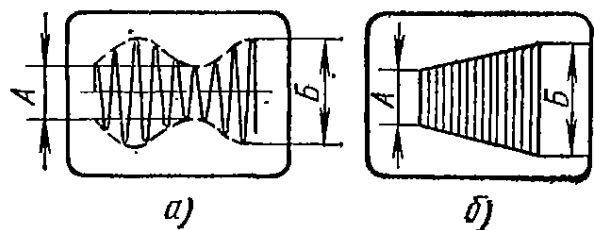


Рис. 6.17. Измерение коэффициента амплитудной модуляции

Пересчет в значения длительности осуществляется домножением на коэффициент развертки с учетом множителя растяжки. После установки калиброванного масштаба по оси Y производится измерение амплитуды, а также величины выброса импульса.

Измерение коэффициента амплитудной модуляции производят путем отсчета максимального и минимального размера изображения амплитудно-модулированного сигнала непосредственно в делениях шкалы (рис. 6.17, а). Расчет ведут по формуле

$$m = \frac{A - B}{A + B} 100\% \quad (6.10)$$

Иногда величины A и B удобнее измерять при синусоидальной развертке. Для этого отключают генератор развертки, а на вход X подают модулирующее напряжение. На экране получается изображение в виде трапеции (рис. 6.17, б), по которому и определяют величины A и B , подставляемые в формулу (6.10).

Одним из интересных применений осциллографа является измерение вольт-амперных характеристик. Для этого используют схему, изображенную на рис. 6.18 и предназначенную для наблюдения выходных характеристик транзисторов. Источником коллекторного напряжения является генератор пилообразного напряжения, которое служит также напряжением развертки. Напряжение, пропорциональное току коллектора, выделяется на резисторе R_k небольшой величины и подается на вход канала Y осциллографа. Ток базы задается генератором ступенчатого напряжения и резистором R_b . Параметры ступенчатого напряжения согласованы с периодом изменения напряжения коллектора так, чтобы на каждом ходе развертки высвечивалась характеристика, соответствующая одному значе-

нию тока базы. Таким образом, на экране получается изображение семейства выходных характеристик транзистора. Масштаб изображения определяется путем предварительной калибровки каналов X и Y . В некоторых специальных осциллографах (например, С1-91) предусмотрены сменные блоки для измерения вольт-амперных характеристик полупроводниковых приборов различного вида.

Методика осциллографического измерения частоты и сдвига фаз описана в гл. 7 и 8.

§ 6.5. Запоминающие, скоростные и стробоскопические осциллографы

Запоминающие осциллографы обладают способностью длительное время сохранять и воспроизводить изображение сигнала после его исчезновения на входе осциллографа. Запоминающие осциллографы используются для исследования одиночных или медленно меняющихся процессов; принцип их действия основан на использовании запоминающей ЭЛТ.

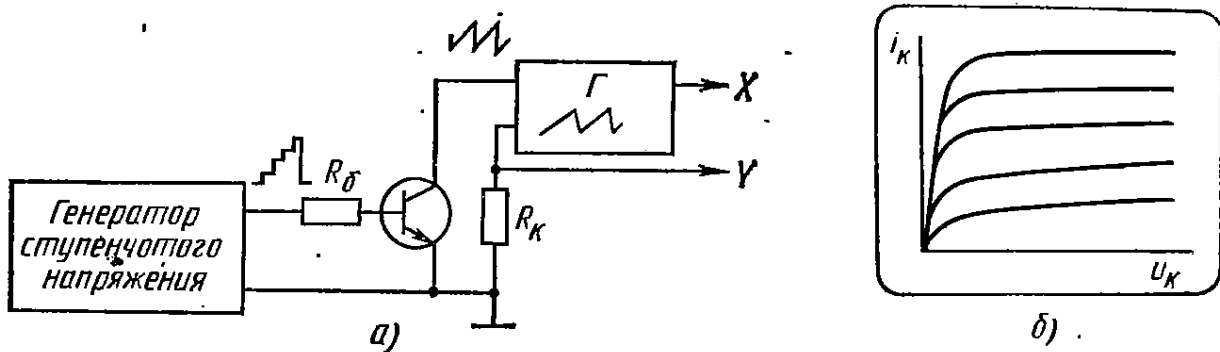


Рис. 6.18. Измерение вольт-амперных характеристик на экране осциллографа: а — принципиальная схема; б — семейство вольт-амперных характеристик

По сравнению с универсальными запоминающие осциллографы характеризуют также дополнительными параметрами: временем воспроизведения изображения; временем сохранения изображения (при отключенном питании ЭЛТ); максимальной скоростью записи. Эти параметры относятся в основном к типу используемой ЭЛТ. Структурная схема запоминающих осциллографов содержит практически все составные части универсального осциллографа, поэтому в таких приборах возможен режим обычного осциллографирования (без запоминания). Кроме того, запоминающие осциллографы содержат устройства, обеспечивающие режим памяти. Предусматривается возможность стирания изображения (автоматически, через равные интервалы времени или по команде оператора). В ряде осциллографов предусматривается режим накопления, при котором удастся записать изображение процесса, скорость которого превышает величину, предельную для ЭЛТ. При этом в течение нескольких ходов развертки производится только запись без воспроизведения. Многократное воздействие электронов на мишень за счет накопле-

ния заряда позволяет получить потенциальный рельеф, достаточный для последующего воспроизведения. Скорость записи при этом может быть повышена до 100 км/с при использовании ЭЛТ с максимальной скоростью до 4 км/с. Режим накопления применим для исследования только повторяющихся процессов.

Скоростные осциллографы применяют для наблюдения относительно мощных сигналов нано- и пикосекундной длительности в реальном масштабе времени. В скоростных осциллографах используются ЭЛТ бегущей волны, поэтому параметры осциллографа определяются свойствами самой ЭЛТ (усиление сигналов в этом слу-

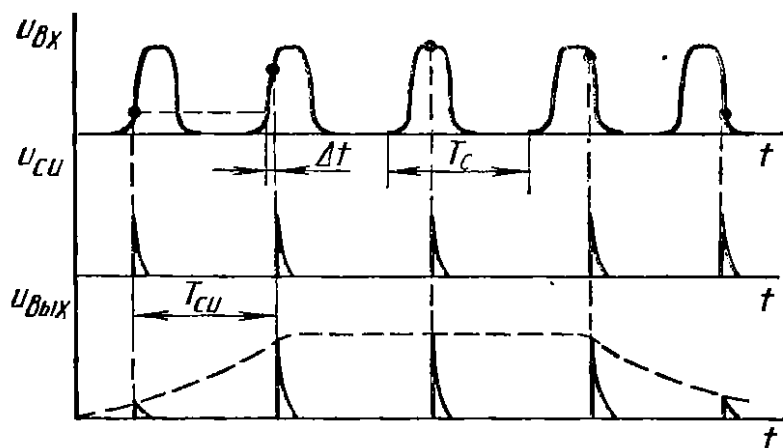


Рис. 6.19. Стробоскопическое преобразование сигнала

чае не производится). К остальным узлам осциллографа предъявляют жесткие требования: высокая скорость и большой диапазон коэффициентов развертки, малое время срабатывания генератора развертки, высокая линейность пилообразного напряжения. Яркость изображения однократного процесса невелика, поэтому скоростные осциллографы применяют преимущественно для фоторегистрации.

Перспективны скоростные осциллографы с преобразованием временного масштаба однократных импульсов. В основе принципа действия таких приборов заложено изменение временной задержки сигнала по линейному закону

$$\tau_3(t) = \tau_0 + \alpha t, \quad (6.11)$$

где τ_0 — начальная задержка сигнала;

$$\alpha = 1 - 1/k_{тр}, \quad (6.12)$$

$k_{тр}$ — коэффициент трансформации временного масштаба. Импульс, прошедший через устройство задержки с такой характеристикой, будет растянут во времени без искажения формы и может в дальнейшем быть усилен и наблюдаться на экране обычной ЭЛТ. Преимущество такого типа приборов — высокая чувствительность при широкой полосе пропускания.

Стробоскопические осциллографы применяют для наблюдения повторяющихся сигналов. Принцип их действия заключается в преобразовании нескольких идентичных сигналов малой длительности

в один, имеющий большую длительность и повторяющий форму входных сигналов. Число импульсов, участвующих в создании одного изображения, определяет коэффициент трансформации временного масштаба, который может принимать весьма большие значения (10^7 — 10^8).

Основным устройством осциллографа является стробоскопический преобразователь, в котором происходит дискретизация повторяющегося сигнала с помощью кратковременных строб-импульсов. Рассмотрим работу стробоскопического преобразователя с периодическим сигналом (рис. 6.19). На каждом периоде сигнала берется только одна выборка, совпадающая с моментом прихода строб-импульса. При повторении сигнала строб-импульс сдвигается во времени на величину Δt , называемую шагом считывания. Выборки значения сигнала производятся в стробоскопическом смесителе, упрощенная схема которого представлена на рис. 6.20. На полупроводниковый быстродействующий диод, работающий в ключевом режиме, поступают исследуемый сигнал и строб-импульсы. При отсутствии строб-импульса диод заперт постоянным напряжением смещения $U_{см}$. Строб-импульс отпирает диод, что приводит к заряду конденсатора C , причем значение напряжения на нем пропорционально сумме мгновенного значения входного сигнала и строб-импульса. Так как амплитуда строб-импульса постоянна, на конденсаторе смесителя образуется последовательность импульсов, промодулированных по амплитуде входным сигналом. После расширения эти импульсы попадают на схему памяти, преобразующую их в аналоговый ступенчатый сигнал, повторяющий форму входного напряжения. Этот сигнал наблюдается на экране обычной ЭЛТ, причем для улучшения условий наблюдения начало ступенек, соответствующее моменту стробирования, обычно подсвечивают. Таким образом, на экране изображение образуется совокупностью светящихся точек.

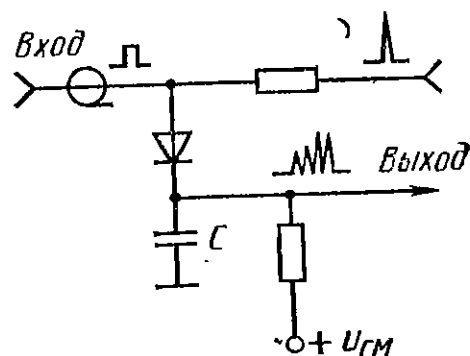


Рис. 6.20. Стробоскопический смеситель

Период повторения строб-импульсов устанавливают, исходя из следующего соотношения:

$$T_{см} = mT_c, \quad m = 1, 2, 3, \dots \quad (6.13)$$

Случай $m=1$ изображен на рис. 6.19, однако возможен режим, когда $m > 1$. В этом случае один строб-импульс приходится на несколько периодов сигнала.

Так как считывание значений сигнала происходит за относительно большой промежуток времени $T = nT_{см}$, где n — общее число выборок за время наблюдения (число точек изображения):

$$n = T_c / \Delta t, \quad (6.14)$$

то коэффициент трансформации временного масштаба

$$k_{\text{тр}} = T_{\text{сп}} / \Delta t. \quad (6.15)$$

Очевидно, что для неискаженной передачи формы сигнала число выборок должно быть велико, т. е. шаг считывания Δt мал. Условие неискаженной передачи сигнала дискретными отсчетами определяется теоремой Котельникова

$$n_{\text{min}} = 2T_{\text{сп}} f_{\text{гр}}, \quad (6.16)$$

где $f_{\text{гр}}$ — верхняя граничная частота спектра исследуемого процесса. Следовательно, частотный диапазон стробоскопического осциллографа определяется минимальным шагом считывания, реализуемым в приборе. Это время ограничено достижимой длительностью строб-импульсов, которая должна быть по меньшей мере в 10 раз короче шага считывания. С учетом непрямоугольной формы строб-импульсов полосу пропускания стробоскопических осциллографов определяют по формуле

$$f_{\text{гр}} = 0,45 \div 0,63 / \tau_{\text{симп}}, \quad (6.17)$$

где $\tau_{\text{симп}}$ — минимально достижимая длительность строб-импульсов. Время нарастания переходной характеристики осциллографа подсчитывают из соотношения

$$\tau_{\text{и}} = (0,6 \div 0,8) \tau_{\text{симп}}. \quad (6.18)$$

Кроме конечной длительности строб-импульсов широкополосность прибора ограничивают и другие причины: инерционность диодов смесителя, внутренние шумы, нестабильность шага считывания. В современных стробоскопических осциллографах полоса пропускания достигает 12—18 ГГц, время нарастания переходной характеристики 0,08—0,2 нс.

Структурная схема стробоскопического осциллографа кроме узлов, типичных для универсальных осциллографов, содержит стробоскопический преобразователь и устройство стробоскопической развертки, включающее генератор развертки, генератор строб-импульсов и блок автоматического сдвига, задающий шаг считывания. Генератор развертки может работать в ждущем режиме, что позволяет исследовать повторяющиеся непериодические процессы. Современные стробоскопические осциллографы имеют весьма малые коэффициенты развертки — до 0,2 нс/дел, однако обычно предусматривают и большие значения — до 1 с/дел, что позволяет использовать осциллограф для наблюдения довольно длительных процессов.

Широко распространены стробоскопические сменные блоки, используемые совместно с универсальными осциллографами общего применения.

§ 6.6. Автоматизация осциллографических измерений

Электронно-лучевой осциллограф является наиболее широко используемым радиоизмерительным прибором. Автоматизация процесса измерений дает значительный выигрыш во времени и в ряде случаев значительно повышает точность измерений. Рассмотрим возможные пути автоматизации регулировок и отсчета показаний при проведении осциллографических измерений.

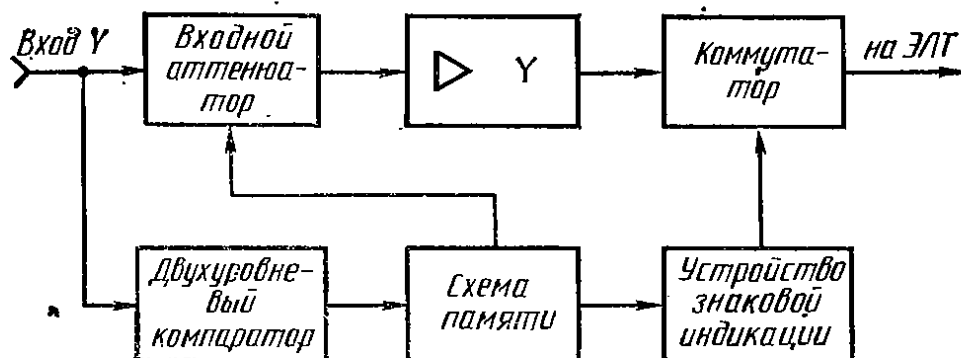


Рис. 6.21. Схема автоматической установки коэффициента отклонения

Автоматическая установка масштабов по осям X и Y. Действие автоматической установки масштабов заключается в том, что при изменении амплитуды и длительности входного сигнала в пределах динамического диапазона осциллографа размеры изображения остаются постоянными или меняются в заданных пределах. При этом производится цифровая индикация коэффициентов отклонения и развертки либо на специальном индикаторе, либо непосредственно на экране ЭЛТ.

Структурная схема блока автоматической установки коэффициента отклонения осциллографа представлена на рис. 6.21. Компаратор сравнивает размах изображения исследуемого сигнала с двумя уровнями, соответствующими максимальному и минимальному размерам изображения по вертикали. Если размах сигнала не соответствует этим уровням, то компаратор срабатывает и на схему памяти (реверсивный счетчик) поступают команды «больше» или «меньше», переводя его в соответствующее состояние. Каждому состоянию счетчика соответствует определенное значение коэффициента отклонения, устанавливаемое с помощью электрически управляемого аттенюатора. Одновременно необходимая команда подается на устройство знаковой индикации, формирующее в углу экрана осциллографа с помощью луча ЭЛТ значение и размерность коэффициента отклонения в цифровой и буквенной формах. При отсутствии сигнала счетчик автоматически переводится в состояние, соответствующее максимальной чувствительности осциллографа.

По аналогичному принципу работает система автоматической установки коэффициента развертки и синхронизации. Режим растяжки включается вручную или автоматически. Как правило, в автоматизированных осциллографах предусматривается режим дистанционной установки масштабов изображения, что позволяет использовать прибор в составе измерительных комплексов.

Автоматизация регулировки яркости изображения. Регулировка яркости изображения — одна из необходимых операций при осциллографировании. Она занимает много времени, так как яркость

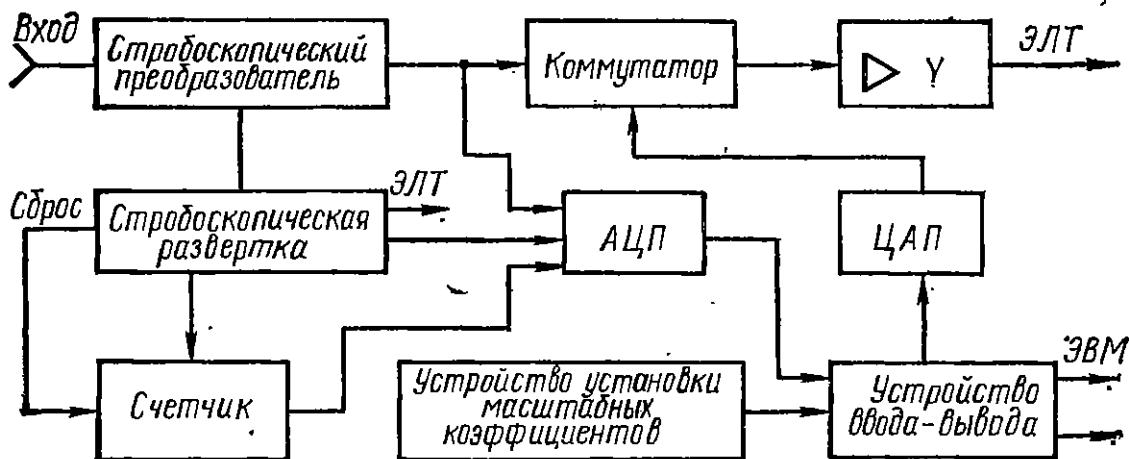


Рис. 6.22. Структурная схема стробоскопического осциллографа с цифровой обработкой результатов измерения

зависит от скорости перемещения луча по экрану, связанной с видом сигнала и величиной установленного масштаба. Кроме того, яркость изображения не остается постоянной в пределах экрана, так как изображение сигнала содержит участки, проходимые лучом с разной скоростью. Для получения одинаковой яркости изображения на экране используется принцип автоматической модуляции луча ЭЛТ. Для этого на модулятор подается напряжение следующего вида:

$$u_z = k \sqrt{v_{л} T_p}, \quad (6.19)$$

где $v_{л}$ — скорость движения луча; T_p — длительность развертки; k — коэффициент пропорциональности, определяющий общий уровень яркости. Вычисление скорости движения луча осуществляется в устройстве, дифференцирующем входной сигнал. Данные о периоде развертки поступают из генератора развертки. Формирователь напряжения модуляции вырабатывает сигнал, соответствующий выражению (6.19), который подается в канал Z осциллографа. Уровень общей яркости изображения устанавливается для наиболее благоприятных условий наблюдения. Отметим, что выравнивание изображения по яркости увеличивает точность измерения, особенно в случаях, когда сигнал имеет участки с резко отличающейся скоростью изменения напряжения (например, импульс с крутыми фронтами). Так как фокусировка луча зависит от яркости, в современных осциллографах применяют систему автофокусировки.

При этом напряжение на фокусирующих электродах ЭЛТ автоматически меняется при вариации яркости луча.

Перевод аналогового входного сигнала в цифровую форму позволяет автоматизировать не только процесс регулировки, но и процесс измерения и обработки сигнала.

Наиболее просто цифровая обработка сигнала реализуется в стробоскопических осциллографах, так как дискретизация сигнала во времени лежит в основе принципа действия стробоскопического преобразователя. В цифровом устройстве проводится дискретизация сигнала только по уровню, результаты преобразования обрабатываются встроенным микропроцессором или внешней ЭВМ. Структурная схема стробоскопического осциллографа с дополнительным устройством цифровой обработки представлена на рис. 6.22.

Аналоговый ступенчатый сигнал со стробоскопического преобразователя поступает на коммутатор канала Y и одновременно на аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Запуск АЦП осуществляется синхроимпульсами, поступающими с блока стробоскопической развертки и совпадающими с моментами стробирования входного сигнала. Синхроимпульсы поступают также на счетчик, фиксирующий номер импульса относительно начала анализа. Значение каждой выборки сигнала преобразуется в цифровой код, а число, накапливаемое на счетчике, указывает номер выборки относительно начала формирования аналогового расширенного сигнала. Сброс счетчика осуществляется в конце цикла формирования. Номер выборки является адресом записанного в ЭВМ значения выборки. Кроме того, в ЭВМ передаются значения установленных на осциллографе масштабных коэффициентов: по оси X — шаг считывания, по оси Y — коэффициент передачи стробоскопического преобразователя. ЭВМ производит обработку цифровой информации, определяя параметры сигнала (амплитуду, длительность и т. д.), а при необходимости и преобразование его формы — дифференцирование, интегрирование, выделение из шума и т. д.

Обработанная по заданной программе цифровая информация поступает с ЭВМ на осциллограф и преобразуется к аналоговой форме в цифро-аналоговых преобразователях (ЦАП), откуда поступает на коммутатор канала Y . Таким образом, на экране ЭЛТ можно одновременно наблюдать как исходный сигнал, так и результат его обработки. Результат измерения в цифробуквенной форме выводится на цифровое табло либо непосредственно на экран ЭЛТ.

Программа измерений и обработки сигнала заранее вводится в ЭВМ и может быть изменена. Это существенно расширяет функциональные возможности осциллографа с устройством цифровой обработки.

В цифровых осциллографах осуществляется полная цифровая обработка сигнала, поэтому в них, как правило, используется отображение на матричных индикаторных панелях.

Обобщенная структурная схема цифрового осциллографа приведена на рис. 6.23. Входное устройство осциллографа предназначено для усиления сигнала и регулировки его амплитуды до зна-

чения, необходимого для работы АЦП. Регулировка осуществляется либо вручную, как на обычном осциллографе, либо автоматически по командам процессора. Во входном устройстве вырабатываются импульсы внутренней синхронизации и запуска осциллографа. АЦП осуществляет дискретизацию сигнала по уровню и преобразует текущее значение сигнала в цифровые коды, подаваемые в процессор для последующей записи в оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) и преобразования их в позиционные коды строк отображающего устройства (ОУ). Калиброванные во времени коды

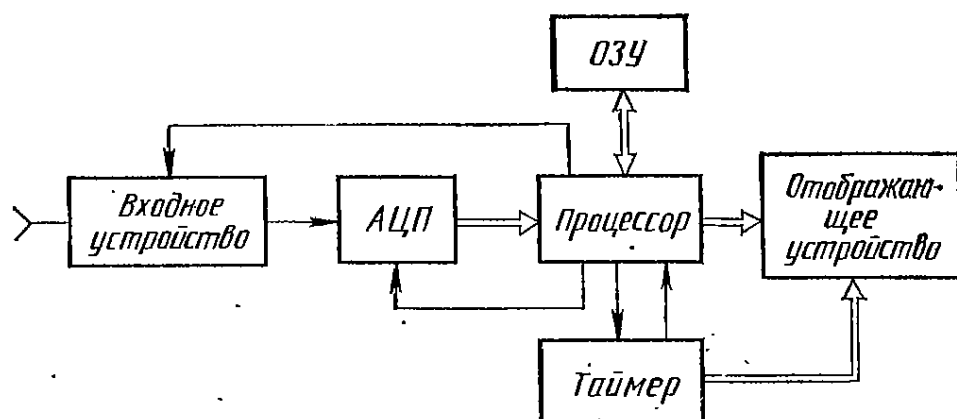


Рис. 6.23. Обобщенная структурная схема цифрового осциллографа

столбцов вырабатываются в таймере и предназначены для осуществления развертки изображения сигнала. В таймере вырабатываются также импульсы синхронизации работы всех узлов осциллографа.

Позиционные коды, поступающие на ОУ, управляют положением строк и столбцов, на перекрестии которых возникает светящаяся точка. Существующие матричные панели имеют относительно небольшое быстродействие, что ограничивает частотный диапазон исследуемых сигналов. Поэтому в ряде осциллографов находят применение и обычные ЭЛТ. В этом случае коды, поступающие на отображающее устройство, преобразуются в соответствующие отклоняющие напряжения, подаваемые на пластины ЭЛТ.

Процессор управляет работой осциллографа. При наличии арифметико-логического блока в процессоре происходит обработка цифровой информации с целью измерения параметров исследуемого сигнала. Как правило, процессы, требующие максимального быстродействия, (регулировка амплитуды сигнала, синхронизация осциллографа, запись информации в ОЗУ и пр.), реализуются аппаратными средствами процессора. Процессы обработки информации управляются программным путем, что дает определенную гибкость использования осциллографа. Они позволяют решать разнообразные задачи измерительной техники: отображение однократных и редко повторяющихся сигналов, трансформацию временного масштаба при слишком медленных или быстрых процессах, накопление информации с целью выделения сигналов из помех и т. д.

Современные цифровые осциллографы имеют достаточно высокие рабочие параметры. Так, например, разрядность АЦП, определяющая точность воспроизведения сигнала и измерения его параметров, достигает 7—8 разрядов, минимальный шаг дискретизации по уровню около 1—2 мВ. Частотный диапазон цифровых осциллографов ограничен быстродействием АЦП и ОУ (частота дискретизации сигнала в настоящее время не превышает нескольких мегагерц). В перспективе следует ожидать повышения точности измерения и расширения частотного диапазона исследуемых сигналов до сотен мегагерц, а также увеличения функциональных возможностей за счет совершенствования процессоров цифровых осциллографов.

Глава 7

ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ И ИНТЕРВАЛОВ ВРЕМЕНИ

§ 7.1. Осциллографический способ сравнения частот

Частота f или период T ($T=1/f$) являются основными параметрами любого гармонического или периодического процесса. В общем случае частота характеризует число идентичных событий, происходящих за единицу времени. Для периодических, но не гармонических колебаний строго справедливо лишь понятие периода. Однако и в этом случае часто говорят о частоте, понимая под этим величину, обратную периоду.

Единица частоты — герц — соответствует одному колебанию за 1 с. Частоты электрических колебаний, используемых в радиотехнике, лежат в пределах от долей герц до сотен гигагерц.

Измерение частоты и интервалов времени, а также хранение и воспроизведение их единиц лежат в основе многочисленных измерительных задач, решаемых в современной радиоэлектронике. Аппаратура для частотно-временных измерений образует единый комплекс приборов, обеспечивающий возможность проведения измерений с непосредственной их привязкой к Государственному эталону частоты и времени СССР. Последнее определяет принципиально высокую точность измерений. Основными видами приборов для измерения частоты и интервалов времени являются: стандарты частоты и времени; приемники сигналов эталонных частот и компараторы; преобразователи частоты сигналов; частотомеры резонансные; частотомеры цифровые; измерители интервалов времени.

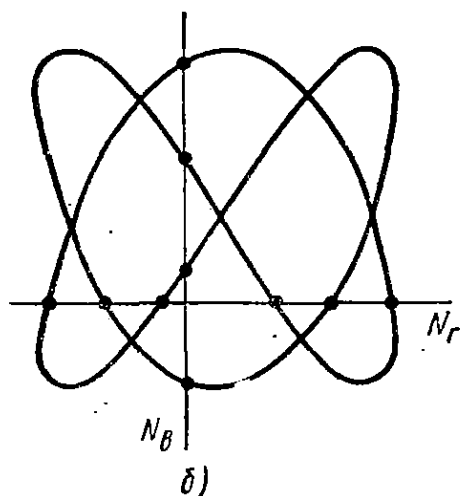
Основой для частотно-временных измерений служит группа стандартов частоты — высокоточных мер частоты и времени, объединяющая водородный, рубидиевый, цезиевый и кварцевый стандарты. Для привязки к ним практических измерений служат приемники сигналов эталонных частот, передаваемых радиостанциями Государственной службы частот и времени СССР, а также компараторы и преобразователи частоты сигнала. Последние используют для переноса частоты или спектра измеряемого сигнала в ту область частот, где наиболее целесообразно производить измерение. Из всего

комплекса аппаратуры рассмотрены лишь частотомеры и измерители интервалов времени.

В настоящее время наиболее распространены цифровые приборы, погрешность которых составляет 10^{-8} — 10^{-10} . Резонансные частотомеры применяют в основном в диапазоне СВЧ. Их погрешность от 10^{-3} до 10^{-4} .

φ	Отношение частот				
	1/1	2/1	3/1	3/2	4/3
0°					
90°					

a)



б)

Рис. 7.1. Осциллографический способ измерения частоты методом сравнения:

а — интерференционные фигуры (фигуры Лиссажу); б — определение частоты по фигурам Лиссажу

Гетеродинные частотомеры практически не используют, а гетеродинное преобразование применяют для переноса частоты сигнала в область, удобную для ее измерения цифровыми приборами.

Прежде чем переходить к рассмотрению частотомеров, остановимся на возможности использования для измерения частоты электронных осциллографов.

Из всех способов измерения частоты с использованием осциллографа остановимся на способе измерения по интерференционным фигурам, называемым фигурами Лиссажу. Измерение основано на методе сравнения неизвестной частоты f_x с известной частотой f_p , воспроизводимой мерой. При измерении генератор развертки осциллографа выключают. На пластины Y подают одно из

гармонических напряжений — исследуемое или напряжение рабочей частоты, а на пластины X — второе напряжение. Для получения неподвижной фигуры необходимо регулировать частоту рабочего напряжения f_p . Неподвижные фигуры на экране (рис. 7.1) наблюдаются при выполнении следующего соотношения:

$$f_x/f_p = m/n, \quad (7.1)$$

где m и n — целые числа.

Форма фигур зависит от отношения m/n и начальных фаз сравниваемых колебаний (рис. 7.1, а). Соотношение частот колебаний, подаваемых на пластины X и Y , определяют следующим образом. Обозначим частоту колебаний, подаваемых на пластины X , через f_x , подаваемых на пластины Y — через f_y . Проведем мысленно через фигуру на экране осциллографа горизонтальную N_x и вертикальную N_y прямые линии (рис. 7.1, б), которые не должны проходить через точки пересечения самой фигуры. Подсчитаем число пересечений прямых с фигурой (N_x и N_y). Для неподвижной фигуры справедливо соотношение

$$N_x f_x = N_y f_y, \quad (7.2)$$

которое позволяет найти одну из частот по известной другой.

Способ интерференционных фигур целесообразно применять при кратности частот до 10. При большей кратности фигуры получаются сложные и трудно подсчитать число их пересечений прямыми линиями. Погрешность измерений с помощью интерференционных фигур зависит от ряда факторов, в том числе от точности частоты f_p и степени достижения неподвижности фигур. Неподвижности фигур достигнуть трудно вследствие нестабильности частот сравниваемых напряжений. При измерении в области низких частот, когда фигура вращается достаточно медленно, можно измерить время ее полного оборота $T_{вр}$ и ввести поправку в равенство (7.2):

$$N_x f_x = N_y f_y \pm 1/T_{вр}. \quad (7.3)$$

Знак поправки можно определить, изменяя значение частоты в сторону увеличения и в сторону уменьшения. Так, если изменение частоты $f_p = f_x$ в сторону увеличения приводит к замедлению вращения или к вращению в обратную сторону, то знак добавки в формуле (7.3) отрицательный, если же фигура стала вращаться быстрее, то знак положительный.

§ 7.2. Резонансные частотомеры

Резонансными частотомерами (волномерами) называют приборы для измерения частоты, использующие явления электрического резонанса. В основе их действия лежит метод сравнения измеряемой частоты f_x с известной частотой f_p колебательного контура (системы), настроенной в резонанс. Основными частями прибора являются прецизионная колебательная система и индикатор

резонанса. Настройку системы в резонанс осуществляют микрометрическим механизмом, а отсчет частоты — по шкале, которой снабжен этот механизм.

Для рассмотрения основных свойств резонансных частотомеров обратимся к эквивалентной схеме (рис. 7.2). Напряжение неизвестной частоты f_x через элемент связи вводится в колебательную систему. Настройка в резонанс осуществляется изменением емкости конденсатора C . Состояние резонанса фиксируют по максимуму показания электронного вольтметра.

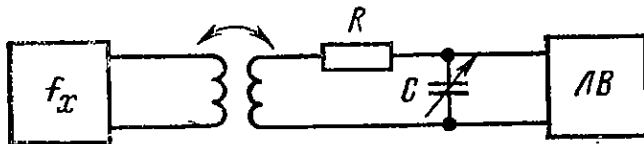


Рис. 7.2. Упрощенная схема резонансного измерителя частоты

Напряжение на конденсаторе C подобной колебательной системы определяется соотношением

$$u_C = \frac{E}{\sqrt{(R + R_{вн})^2 + (X + X_{вн})^2}} \frac{1}{\omega C},$$

где $R_{вн}$, $X_{вн}$ — активная и реактивная составляющие вносимого сопротивления.

Максимум напряжения u_C имеет место при $X + X_{вн} = 0$. Поскольку градуировка шкалы прибора выполнена при определенном значении $X_{вн}$ (обычно $X_{вн} = 0$), то любое нарушение этого условия приведет к появлению погрешности измерения. Для их уменьшения коэффициент связи M должен иметь предельно малое значение.

Другим источником погрешности измерения служит неточность фиксации резонанса по показаниям индикатора. Оценим эту погрешность. Изменение напряжения на конденсаторе C при расстройке контура определяется соотношением

$$u/u_0 = 1 / \sqrt{1 + 4 \left(\frac{\Delta f}{f_0} Q \right)^2}, \quad (7.4)$$

где Q — добротность контура; f_0 — резонансная частота; Δf — расстройка контура; u_0 — максимальное значение напряжения.

Пусть $\Delta u = u_0 - u$ — наименьшее заметное отклонение напряжения от максимального значения. Значению Δu соответствует погрешность измерения частоты δf , которую можно определить из соотношения

$$\frac{u_0 - u}{u_0} = \frac{\Delta u}{u_0} = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + 4 \left(\frac{\delta f}{f_0} Q \right)^2}}$$

или

$$1 - \frac{\Delta u}{u_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + 4 \left(\frac{\delta f}{f_0} Q \right)^2}}$$

Соответственно относительная погрешность измерения частоты равна

$$\frac{\delta f}{f_0} = \frac{1}{2Q} \frac{\sqrt{2 \frac{\Delta u}{u_0} - \left(\frac{\Delta u}{u_0}\right)^2}}{1 - \frac{\Delta u}{u_0}} \quad (7.5)$$

Так как $\Delta u/u_0 \ll 1$, то $\delta f/f_0 \cong (1/\sqrt{2}Q) \sqrt{\frac{\Delta u}{u_0}}$. Погрешность этого вида можно уменьшить, если снять два отсчета частоты по обе стороны от резонанса, соответствующие двум одинаковым показаниям индикатора, а затем определить среднее значение.

Основное практическое применение резонансные частотомеры находят в области СВЧ (на высоких частотах — лишь как встроенные приборы). При этом в качестве колебательных систем применяют объемные резонаторы, представляющие собой отрезок волновода круглого, коаксиального или прямоугольного типа. Частота собственных колебаний объемного резонатора определяется его геометрическими размерами. Изменяя один из размеров, можно регулировать значение резонансной частоты. Различают две основные схемы включения объемных резонаторов (рис. 7.3).

В схеме на рис. 7.3, а энергия почти полностью подходит к детектору, если собственная частота резонатора отличается от измеряемой частоты. При равенстве измеряемой и собственной частот резонатора эквивалентная проводимость, вносимая резонатором в волновод, значительно возрастает. Большая часть энергии отражается обратно к генератору, к детектору подходит меньшая мощность. Момент резонанса отсчитывают по минимуму тока, протекающего через детектор.

В схеме на рис. 7.3, б при несовпадении собственной частоты резонатора с частотой подводимой к нему энергии волна отражается от резонатора. Сила тока, проходящего через детектор, близка к нулю. При равенстве частот энергия поступает в резонатор; сила тока, проходящего через детектор, максимальна. В обоих случаях при измерении появляется отраженная волна, распространяющаяся

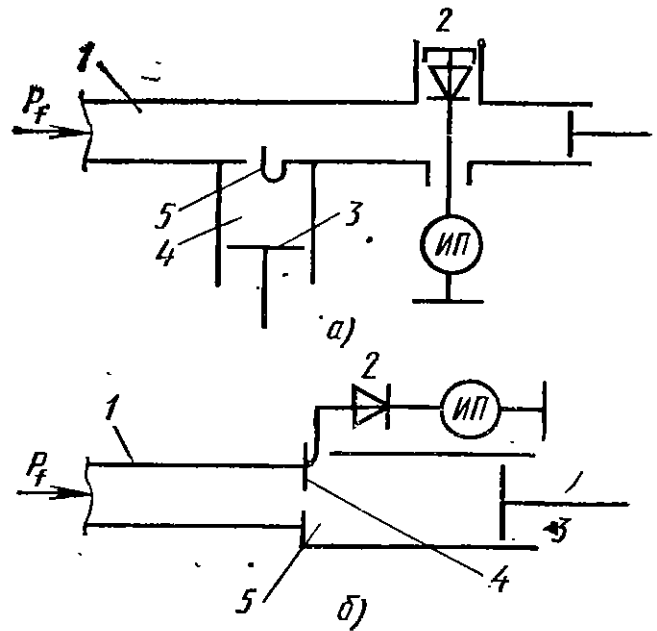


Рис. 7.3. Два способа измерения частоты с помощью объемных резонаторов:

1 — волновод, по которому поступает энергия измеряемой частоты; 2 — детектор с индикатором; 3 — элемент настройки резонатора; 4 — объемный резонатор; 5 — элемент связи резонатора с волноводом

в сторону генератора. Поэтому между генератором и волномером необходимо включить аттенюатор.

В объемных резонаторах используют резонанс для одного определенного типа колебаний. Чаще всего это колебания $H_{01p}H_{11p}$ -типа (где $p=0, 1, 2$) в цилиндрических объемных резонаторах. Для получения высокой разрешающей способности применяют резонаторы с высокой добротностью, которая пропорциональна отношению объема резонатора к его внутренней поверхности. Поэтому диаметр резонатора стремятся сделать максимально большим.

Представляет интерес использование в объемных резонаторах колебаний H_{01p} -типа, при кото-

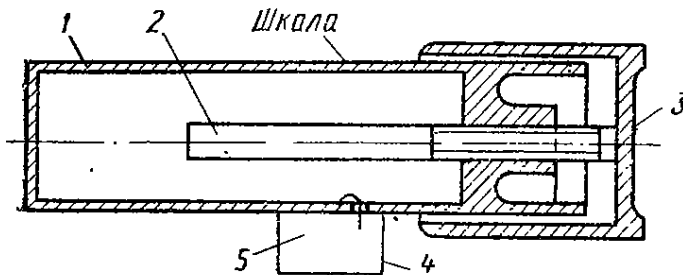


Рис. 7.4. Конструкция резонансного волномера СВЧ:

1 — объемный резонатор; 2 — стержень для настройки; 3 — микрометрическая головка; 4 — волновод; 5 — петля связи

рых резонатор данного объема имеет наибольшую добротность. При данном типе поля не обязателен хороший контакт плунжера перестройки с цилиндрической поверхностью, так как в месте контакта протекают малые токи. Недостатком колебаний H_{01p} -типа является их нестабильность. В резонаторах, работающих на колебаниях H_{01p} -типа, могут возбуждаться другие типы колеба-

ний, при этом происходит трансформация полей. Все это существенно усложняет измерения (нарушается градуировка и снижается добротность).

Широко распространены волномеры полукоаксиального типа. Конструкция волномера на основе объемного резонатора приведена на рис. 7.4. Настраивают резонатор с помощью металлического стержня, перемещаемого по центру волновода. Длина волномера значительно больше его диаметра. В резонаторе существуют колебания TM_{0n1} -типа, если стержень в него не введен. При введении стержня сокращается длина электрических силовых линий и увеличивается запас электрической энергии в резонаторе.

Введение стержня в максимум электрического поля аналогично увеличению емкости в контуре. Энергия, запасенная в контуре ($Cu^2/2$), зависит от емкости. Стержень увеличивает энергию электрического поля.

При резонансе энергия запасается поочередно в электрическом и магнитном полях, причем энергия электрического поля равна энергии магнитного. Увеличение энергии полей приводит к увеличению периода колебаний и, следовательно, к уменьшению резонансной частоты.

При большом введении стержня значительная часть конструкции представляет собой коаксиальную линию. Энергия сосредотачивается в магнитном поле вокруг стержня, при длине которого, близкой к длине резонатора, существенную роль начинает играть сосредоточенная емкость на конце. Собственная частота становится

еще ниже. Конструкции такого типа позволяют перекрывать широкий диапазон частот.

Собственная частота реального резонатора отличается от значения, найденного для идеального резонатора. Элементы связи увеличивают или уменьшают запас энергии в резонаторе. При этом будет изменяться и резонансная частота. На уход частоты влияют также потери в резонаторе. Однако основное влияние оказывают элементы связи.

Градуировка по частоте производится при определенной связи резонатора с волноводом или коаксиальной линией. При изменении связи с резонатором градуировка может быть нарушена.

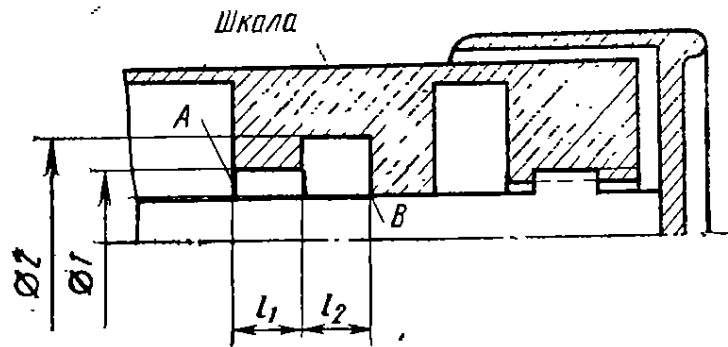


Рис. 7.5. Конструкция подвижного контакта

Собственная частота резонатора зависит от его геометрических размеров, которые зависят от температуры по закону $l = l_{t=0}(1 + \alpha t)$, где α — коэффициент линейного расширения. Изменение размеров при изменении температуры окружающей среды является источником погрешностей. При измерениях в объемных резонаторах используются основные типы колебаний. При изменении же размеров резонатора в процессе настройки возможно появление волн иного типа, градуировка для которых несправедлива.

Для повышения точности отсчета добротность резонатора должна быть высокой. Для увеличения добротности внутренняя поверхность резонатора серебрится. Для уменьшения сопротивления в месте подвижного контакта применяют системы длинных линий. Одна из конструкций контакта приведена на рис. 7.5. Необходимо обеспечить весьма малое сопротивление на стенке резонатора в точке A (R_A). В точке B R_B — сопротивление трущегося контакта. Рассмотрим условия, при которых $R_A \ll R_B$. Участки l_1 и l_2 представляют собой отрезки линии, длину которых выбирают равной $\bar{\lambda}/4$, где $\bar{\lambda}$ — средняя длина волны рабочего диапазона прибора. Входное сопротивление второй длинной линии является нагрузкой для первой; $\rho_{1,2}$ — волновые сопротивления первой и второй длинных линий.

Входное сопротивление участка AB для средней длины волны $R_A = (\rho_1/\rho_2)^2 R_B$. Если $\rho_2 \gg \rho_1$, то $R_A \ll R_B$. Соответствующим выбором диаметров стержня и резонатора можно обеспечить условие $\rho_2 \gg \rho_1$. Добротность объемных резонаторов, применяемых в измерительных устройствах, высокая: $Q \sim (5 \div 10) \cdot 10^3$.

§ 7.3. Цифровые частотомеры

Измерение частоты (f_x) и периода (T_x) синусоидального напряжения цифровым методом основано на реализации двух операций, а именно на преобразовании исследуемого сигнала в последовательность кратковременных (счётных) импульсов той же частоты и на счете числа N_x этих импульсов за известный, строго определен-

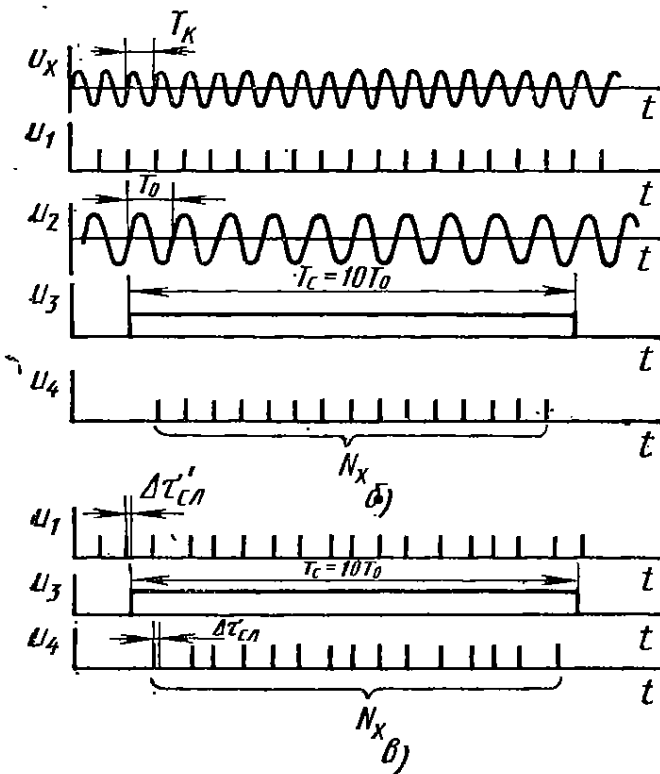
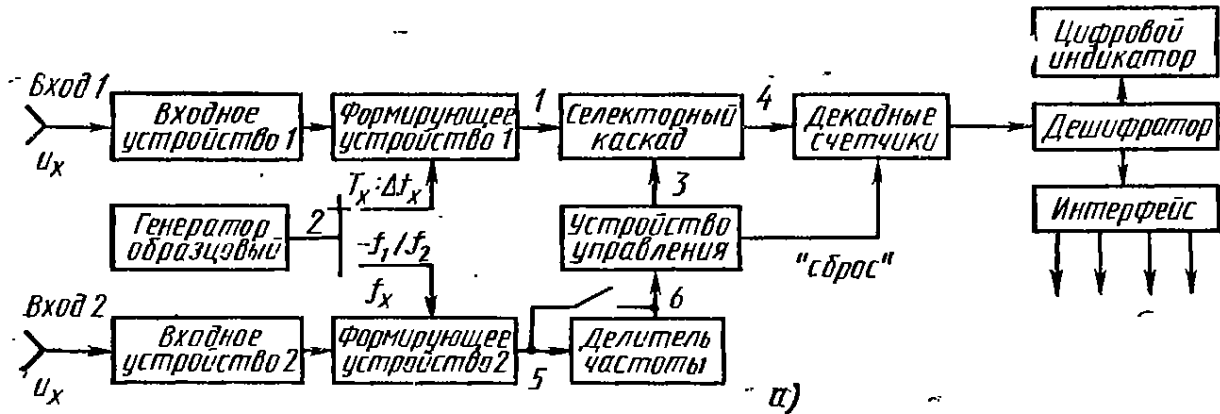


Рис. 7.6. Цифровой частотомер: а — структурная схема; б — диаграммы напряжений в режиме измерения частоты; в — влияние внешних помех

ный интервал времени T_c (время счета). Первую операцию осуществляют схемами, получившими название формирующих устройств (формирователей), вторую — универсальными декадными счетчиками (см. гл. 3).

При измерении частоты интервал времени T_c формируют из высокостабильных колебаний, создаваемых в приборе. Выбор частоты f_0 образцовых колебаний определяется удобством перевода числа N_x , зафиксированного счетчиком, в величину искомой частоты, выраженную в герцах. Приборы допускают использование внеш-

них источников образцовых колебаний с большей стабильностью частоты.

Частотомеры — приборы универсальные, кроме частоты они измеряют отношения частот, отклонения частоты от номинала, а также период колебаний и временные интервалы.

Основными метрологическими характеристиками цифровых частотомеров (ГОСТ 2233—77) служат: диапазон измеряемых величин, относительная погрешность измерения, минимальный и максимальный уровни входного сигнала, входной импеданс и др. Цифровой частотомер (рис. 7.6, а) состоит из следующих основных элементов.

Генератор образцовый с кварцевой стабилизацией и термокомпенсацией (или термостатированием). Частоту колебаний выбирают из соотношения $f_0 = 10^k$ Гц, где k — целое число, обычно равное 5, 6 или 7. Основное требование к генератору — высокая стабильность и точность исходной калибровки частоты. Необходимая точность калибровки обеспечивается за счет использования атомных стандартов частоты с возможностью их привязки к Государственному эталону времени и частоты СССР.

Входное устройство (два), содержащее схемы автоматической регулировки усиления и подавления внешних помех. При недостаточном уровне входного сигнала (ниже нескольких милливольт) измерения прекращаются и показания счетчика сбрасываются на нуль. В устройстве предусмотрены меры защиты прибора от перегрузок.

Формирующее устройство (два) создает последовательность кратковременных или прямоугольных импульсов, фронт которых совпадает с временем прохождения входных колебаний через нулевые фазы. Точность соответствия определяется уровнем внешних помех и амплитудой измеряемого сигнала. Если в устройстве используется триггер Шмитта, то помехи могут расчленивать его выходное напряжение, что приведет к погрешности измерений (см. гл. 3). Для борьбы с этим в приборах предусматривают схемы оптимизации выбора пороговых уровней срабатывания триггера.

Делитель частоты следования импульсов служит для уменьшения частоты импульсов в целое число раз. Коэффициент деления выбирают из соотношения $k_{\text{дел}} = 10^m$, где $m = 0, 1, 2, \dots$

Устройство управления формирует прямоугольный строб-импульс, длительность которого определяет время счета T_c . Длительность T_c равна произведению периода входного напряжения ($T_0 = 1/f_0$ или T_x) на значение введенного коэффициента деления. Если измеряется частота и стробирующий импульс формируется из колебаний образцового генератора, то время счета будет равно

$$T_c = k_{\text{дел}} T_0 = 10^m 1/f_0 = 10^{(m-k)} \text{ с.} \quad (7.6)$$

Так как прибор измеряет усредненное значение частоты, то точность измерения растет с увеличением T_c . Одновременно нестабильность T_c приводит к погрешности измерения.

Отметим, что время одного цикла измерения равно сумме времени счета T_c и времени индикации результата измерения, которое обычно составляет 0,1—5 с. Поэтому увеличение T_c приводит к снижению быстродействия прибора.

Селекторный каскад управляется строб-импульсом. При его поступлении на время T_c открывается путь счетным импульсам на вход декадного счетчика. Очевидно, что общее число импульсов N_x , прошедших через селекторный каскад, будет равно $N_x = f_0 T_c$.

Декадные счетчики осуществляют счет поступающих импульсов. Присутствие счетчиков в структурной схеме цифровых приборов ограничило верхний предел измеряемых частот. В настоящее время граница прямого счета импульсов не превосходит 500 МГц. Число счетных декад в счетчиках цифровых частотомеров от 3 до 9. Результат измерения представлен в счетчиках в виде двоично-десятичного кода (см. гл. 3).

Дешифратор осуществляет преобразование кода представления измерительной информации. Данные на выходе дешифратора зафиксированы в привычном десятичном коде.

Цифровой индикатор представляет результат измерения в виде визуально наблюдаемых цифр десятичной системы счисления. При наличии приборного интерфейса результат измерения может быть введен в систему передачи данных или зафиксирован на тот или иной носитель информации. Современные цифровые частотомеры допускают дистанционное управление.

Представленная структурная схема обеспечивает два варианта (режима) измерения частоты. В первом строб-импульс формируется из образцовых колебаний. При этом измеряемый сигнал поступает на вход 1, во втором — строб-импульс формируется из колебаний неизвестной частоты, а счетные импульсы — из образцового напряжения. В этом случае исследуемый сигнал поступает на вход 2. Каждый вариант имеет свои особенности и область применения. Рассмотрим возможные варианты (режимы) использования прибора.

Измерение частоты основано на использовании первого варианта работы прибора. Сигнал неизвестной частоты f_x поступает на вход 1, а колебания частоты f_0 — на формирующее устройство 2. Формирующее устройство 1 создает последовательность счетных импульсов с периодом $T_x = 1/f_x$. Соответственно длительность стробирующего импульса составит $T_c = k_{\text{дел}} T_0$. Процесс измерения частоты f_x состоит в счете числа импульсов N_x , поступивших на вход счетчика за время T_c . Результат измерения (без учета погрешности дискретности) непосредственно следует из определения понятия частоты:

$$f_x = N_x / T_c = N_x f_0 / k_{\text{дел}} \quad (7.7)$$

Или с учетом (7.6) получим в Гц

$$f_x = 10^{k-m} N_x \quad (7.8)$$

Полученные соотношения подтверждают целесообразность принятых ранее общих выражений для выбора частоты образцовых колебаний и значений коэффициентов деления $k_{\text{дел}}$.

Точность цифровых частотомеров в основном ограничивают нестабильность частоты кварцевого генератора и погрешность из-за дискретности счета. Соответственно значение относительной погрешности измерения частоты нормируется как сумма двух составляющих:

$$\delta_f = \pm (\delta_0 + \delta_d),$$

где δ_0 — погрешность из-за ухода частоты генератора; δ_d — погрешность дискретности.

Первое слагаемое общей погрешности записывают в виде $\delta_0 = \alpha 10^\beta$, где $\alpha = 1,0; 1,5; 2,0; 2,5$ или $5,0$, а $\beta = 4, 5, \dots$, и нормируют относительно одного или нескольких стандартных интервалов времени. С целью уменьшения величины погрешности δ_0 в высокоточных частотомерах применяют термостатирование кварцевых генераторов или используют в них схемные элементы с термокомпенсацией. Суточный уход частоты δ_0 в подобных приборах не превосходит $5 \cdot 10^{-9}$, а годовой — 10^{-6} . Номинальное значение частоты кварцевых генераторов устанавливают путем их калибровки с использованием перевозимых квантовых стандартов частоты или по сигналам точных значений частоты, передаваемых по радиоканалам. Сравнить частоты можно разными методами, в том числе и по фигурам Лиссажу. Относительная погрешность калибровки частоты при использовании квантовых стандартов обычно не превосходит $(1 \div 5) 10^{-10}$. Погрешность дискретности (см. гл. 3) возникает из-за неопределенности (случайности) расположения начала очередного строб-импульса относительно текущей фазы измеряемого напряжения. Абсолютное значение этой погрешности равно единице младшего разряда, а относительное

$$\delta_d = 1/N_x = 1/(f_x T_c). \quad (7.9)$$

На рис. 7.7 семейством прямых линий представлена зависимость погрешности δ_d от частоты при разных значениях времени счета T_c . Из изложенного следует, что погрешность дискретности счета δ_d уменьшается с ростом времени счета. Однако этот путь повышения точности имеет ограничение, так как приводит к снижению быстродействия прибора. Минимальное время счета $T_{c \min}$, гарантирующее заданную точность измерения ($\delta_d \leq \delta_{d \text{ доп}}$), определяется из соотношения

$$T_{c \min} = \frac{1}{f_x \delta_{d \text{ доп}}}.$$

В тех случаях, когда погрешность или время счета становятся чрезмерно большими (например, $T_c > 10$ с), используют второй вариант измерения.

Измерение низких и инфранизких частот (измерение периодов колебаний). Рассмотренный ранее режим измерений становится неприемлемым для частот ниже нескольких сотен герц. Для расширения пределов измерений в сторону низких частот в серийно вы-

пускаемых приборах предусматривают возможность перехода на второй режим, при котором производится измерение периода колебаний с последующим вычислением частоты. К преимуществам второго режима измерений следует отнести высокую разрешающую способность и постоянство точностных характеристик в широком диапазоне частот. Высокая точность достигается за счет использования повышенной частоты счетных импульсов и многоразрядных отсчетных устройств. Частота счетных импульсов повышается путем умножения (на схеме не указано) частоты f_0 исходных колебаний кварцевого генератора на множитель $k_{умн} = 10^n$, где $n = 1$ или 2 .

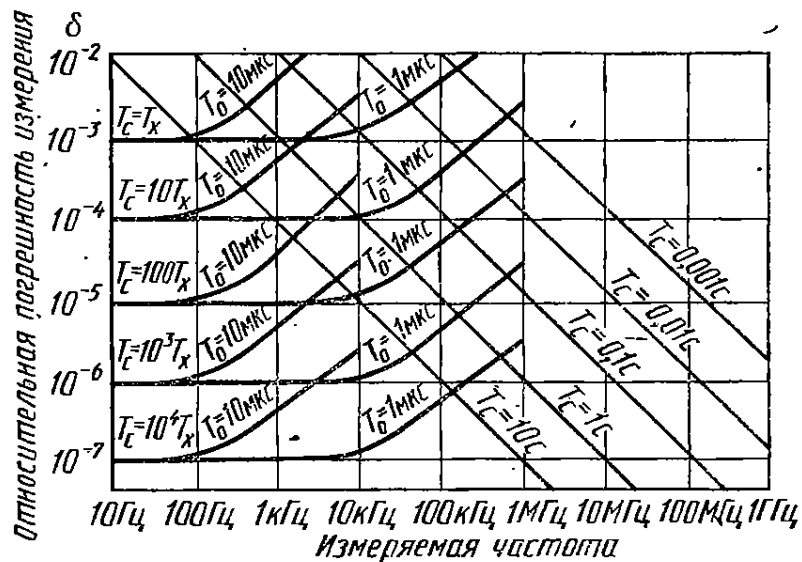


Рис. 7.7. Зависимость погрешности измерения от частоты

Для измерения периода T_x исследуемое напряжение $u_x(t)$ подают на вход 2 прибора (рис. 7.6) и из него формируются прямоугольные строб-импульсы (рис. 7.8). Так как в канале формирования предусмотрен делитель частоты с коэффициентом деления $k_{дел} = 10^m$, где $m = 0, 1, \dots$, длительность строб-импульса, а следовательно, и время счета T_c , могут быть как равными, так и в 10^m раз больше периода T_x . Одновременно на вход формирующего устройства 1 (рис. 7.8) поступают стабильные колебания с частотой $10^n f_0$ (например, 100 МГц) и из них формируются счетные импульсы той же частоты.

Так как селекторный каскад открывается на время $T_c = 10^m T_x$, то общее число счетных импульсов, поступивших на вход счетчика,

$$N_x = 10^n f_0 10^m T_x = 10^{n+m} f_0 T_x.$$

Соответственно частота измеряемого сигнала

$$f_x = 10^{n+m} f_0 / N_x. \quad (7.10)$$

Относительная погрешность измерения периода гармонических колебаний определяется тремя составляющими: относительной погрешностью из-за нестабильности частоты f_0 кварцевого генератора

δ_0 , относительной погрешностью дискретности δ_d и относительной погрешностью $\delta_{ш}$, обусловленной внешними шумами, поступающими вместе с измеряемым сигналом.

В рассматриваемом случае относительная погрешность дискретности

$$\delta_d = 1/N_x = 1/(10^{n+m} f_0 T_x), \quad (7.11)$$

При измерении периода следует учитывать погрешности, обусловленные внешними шумами (см. гл. 3). Любое случайное откло-

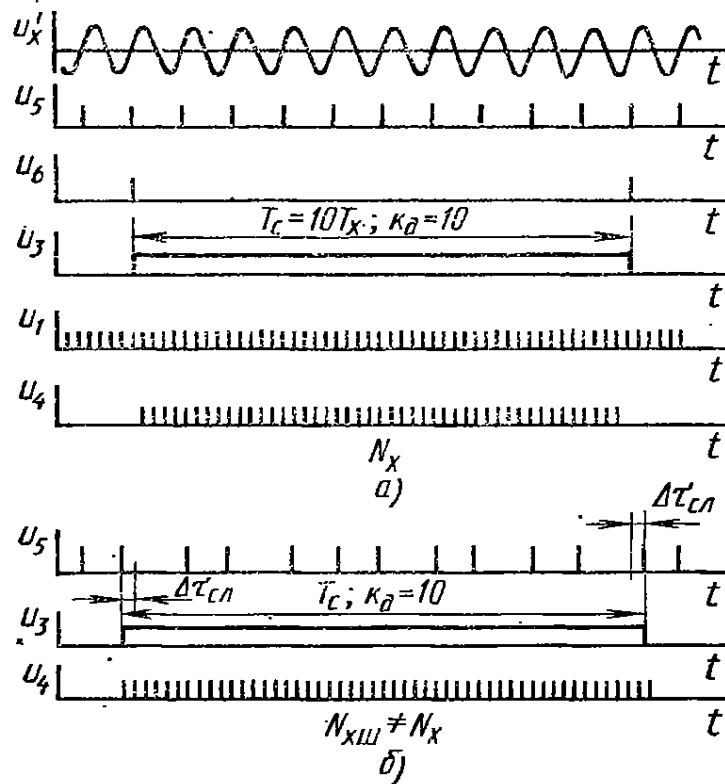


Рис. 7.8. Диаграммы напряжений частотомера в режиме измерения периода: а — при отсутствии помех; б — при наличии помех

нение начала и конца строб-импульса, определяющего время счета T_c , от точного соответствия с выбранной фазой (например, 0°) измеряемого напряжения $u_x(t)$ влечет за собой дополнительную погрешность. Относительное значение этой погрешности

$$\delta_{ш} = \frac{\Delta\tau_{сл}}{10^m T_x}, \quad (7.12)$$

где 10^m — коэффициент деления делителя в канале формирования строб-импульса.

Очевидно, что

$$\Delta\tau_{сл} = \Delta\tau_{сл}^н \pm \Delta\tau_{сл}^к,$$

где $\Delta\tau_{сл}^н$, $\Delta\tau_{сл}^к$ — случайные отклонения начала и конца строб-импульса.

Из изложенного следует, что при прочих равных условиях погрешность $\delta_{\text{ш}}$ тем меньше, чем больше коэффициент деления делителя. Для уменьшения $\Delta t_{\text{сл}}^{\text{н}}$ и $\Delta t_{\text{сл}}^{\text{к}}$ следует увеличивать амплитуду измеряемого сигнала и выбирать в качестве опорных для формирования строб-импульса фазы входного напряжения с наибольшей крутизной du_x/dt . Подобным свойством обладает нулевая фаза гармонических колебаний (переход через нуль). Ориентировочно при синусоидальном сигнале и отношении сигнал/шум 40 дБ относительная погрешность $\delta_{\text{ш}}$ оценивается как $\pm 3 \cdot 10^{-3}/10^m$, где 10^m — коэффициент деления делителя.

Зависимость суммарной погрешности измерений от частоты для второго варианта работы прибора представлена на рис. 7.7 семейством кривых. T_0 — период колебаний напряжения генератора с кварцевой стабилизацией. Чем меньше T_0 (частота f_0 больше), тем меньше погрешность дискретности и влияние шума на результирующую погрешность измерений. При измерении низких частот влияние дискретности и шумов незначительное. С увеличением времени усреднения T_c погрешность уменьшается.

При измерении частоты (первый вариант работы) погрешность $\delta_{\text{ш}}$ незначительна благодаря эффекту интегрирования. Поэтому семейство прямых на рис. 7.7, определяющее зависимость суммарной погрешности от частоты для первого варианта работы прибора, не учитывает погрешности $\delta_{\text{ш}}$.

Измерение отношения частот (рис. 7.6, а) выполняют при отключенном источнике образцовых колебаний. Напряжение с большей частотой f_1 подают на вход 1 и из него формируются счетные импульсы. Соответственно напряжение с большим периодом (частота f_2) поступает на вход 2 и из него формируют строб-импульсы.

В результате число импульсов N_x , поступающих на вход счетчика, будет пропорционально частоте f_1 и обратно пропорционально частоте f_2 , т. е.

$$N_x = f_1/f_2.$$

Погрешность измерения определяется эффектом дискретности счета и флуктуациями длительности строб-импульса из-за внешних помех, поступающих на вход 2 (см. рис. 7.6).

Теоретически погрешность дискретности можно уменьшить в 10^{m+n} раз путем предварительного умножения и деления частот f_1 и f_2 на коэффициенты 10^m и 10^n . Деление частоты f_2 одновременно снижает погрешность из-за воздействия внешних помех.

Рассмотренные варианты построения частотомеров обеспечивают приемлемую погрешность измерений до частот в несколько сотен мегагерц. Рассмотрим особенности измерений в диапазоне СВЧ.

Измерение сверхвысоких частот. Конечное быстродействие универсальных счетчиков ограничивает верхний предел частот, измеряемых цифровыми частотомерами. В серийно выпускаемых приборах эта граница не превосходит 150—200 МГц. Вместе с тем широкое использование в народном хозяйстве спутниковых систем связи и навигации, телевидения и радиолокации настоятельно тре-

бует расширения диапазона измеряемых частот в сторону СВЧ.

При данной элементной базе эта задача решается: 1) путем предварительного деления частоты; 2) введением в схему прибора гетеродинного преобразователя (переносчика) измеряемой частоты.

В первом случае младшая (первая) декада счетчика включает две пересчетные схемы (см. гл. 3) с коэффициентами деления 2 и 5. Первое деление частоты осуществляется простым триггером, быстроедействие которого выше, чем быстроедействие декадного счетчика, имеющего дополнительные обратные связи. Очевидно, что изменение структурной схемы младшей декады вызовет изменение схемы последующего дешифратора. Прием позволяет сместить верхнюю границу измеряемых частот до 600 МГц.

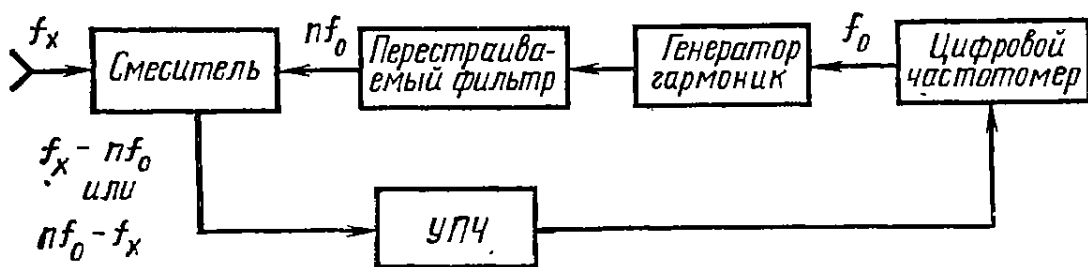


Рис. 7.9. Структурная схема дискретного гетеродинного преобразователя частоты

Во втором случае расширение предела измерения до 10—12 ГГц достигается за счет предварительного переноса измеряемой частоты f_x в область более низких частот. Этот перенос частоты осуществляют посредством: 1) дискретного гетеродинного преобразования; 2) путем гетеродинного переноса.

В случае преобразования высокая стабильность частоты гетеродина достигается за счет применения кварцевого генератора с последующим формированием сетки опорных частот или за счет использования синтезатора частот. В случае переноса требуемая стабильность частоты достигается введением в схему гетеродина системы фазовой автоподстройки (ФАПЧ).

Структурная схема (рис. 7.9) устройства дискретного гетеродинного преобразования частоты f_x , дополняющего схему цифрового частотомера, включает генератор гармоник (нелинейный элемент), перестраиваемый фильтр (объемный резонатор со шкалой), смеситель и УПЧ с ограниченной полосой частот. Напряжение кварцевого генератора цифрового частотомера поступает на генератор гармоник, который формирует сетку дискретных частот nf_0 , где n — целые числа. Перестраиваемый фильтр выделит колебание частоты nf_0 , которая сместит измеряемую частоту f_x в область промежуточных частот, усиливаемых УПЧ. Затем частота этих колебаний $(f_x - nf_0)$ или $(nf_0 - f_x)$ фиксируется цифровым частотомером с ограниченным верхним пределом измеряемых частот. Результат измерения находят из соотношения

$$f_x = nf_0 \pm F_{\text{сч}}, \quad (7.13)$$

где n — номер гармоники (определяют по шкале объемного резистора); $F_{сч}$ — показание цифрового частотомера.

Для исключения ошибок из-за неоднозначности единичного результата измерение неизвестной частоты f_x следует повторить дважды при двух соседних значениях гармоник nf_0 и $(n \pm 1)f_0$. При этом правильные результаты двух измерений совпадают. На-

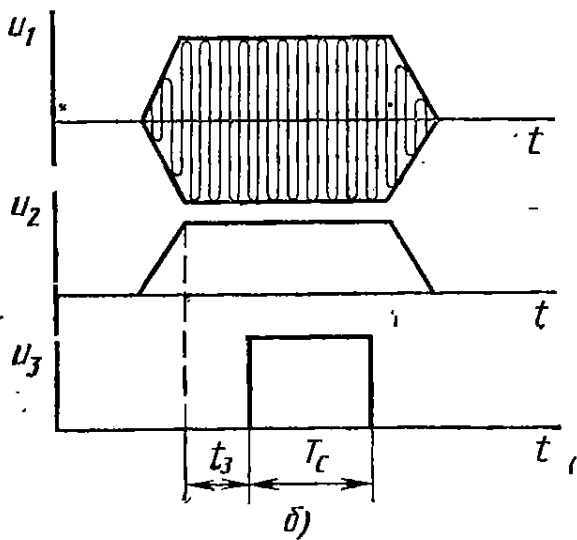
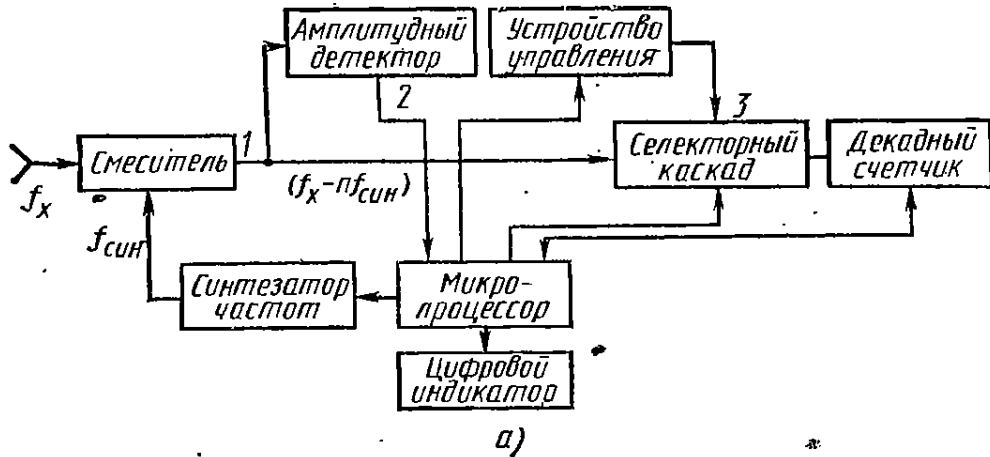


Рис. 7.10. Частотомер с дискретным преобразованием измеряемой частоты: а — структурная схема; б — диаграммы напряжений

пример, пусть измеряемая частота $f_x = 983,25$ МГц, ближайшие гармоники сетки опорных частот $nf_0 = 980$ МГц и $(n+1)f_0 = 1000$ МГц. Допустим, что при настройке фильтра на 980 МГц счетчик частотомера зафиксировал 3,25 МГц, а при настройке на частоту 1000 — 15,75 МГц. Очевидно, что за результат измерения следует принять $f_x = 980 + 3,25 = 1000 - 15,75 = 983,25$ МГц.

Так как для переноса измеряемой частоты и для формирования строб-импульсов в приборе используется общий источник образцового напряжения, результирующая погрешность измерения f_x определяется погрешностью из-за нестабильности частоты кварцевого генератора частотомера и погрешностью дискретности.

Рассмотрим частотомер с дискретным преобразованием измеряемой частоты f_x , у которого гетеродином служит программно-управляемый синтезатор частот (рис. 7.10). Прибор предназначен

для измерения частоты несущих колебаний импульсно-модулированных СВЧ-сигналов. Наличие встроенного микропроцессора позволяет полностью автоматизировать выполнение всех измерительных и вычислительных операций. Программное обеспечение микропроцессора при каждом включении производит проверку исправности прибора и калибровку его точности. При нарушении работоспособности прибора отмечается процедура выявления неисправности. При подготовке к измерению анализируется форма огибающей импульсов СВЧ для определения времени счета T_c

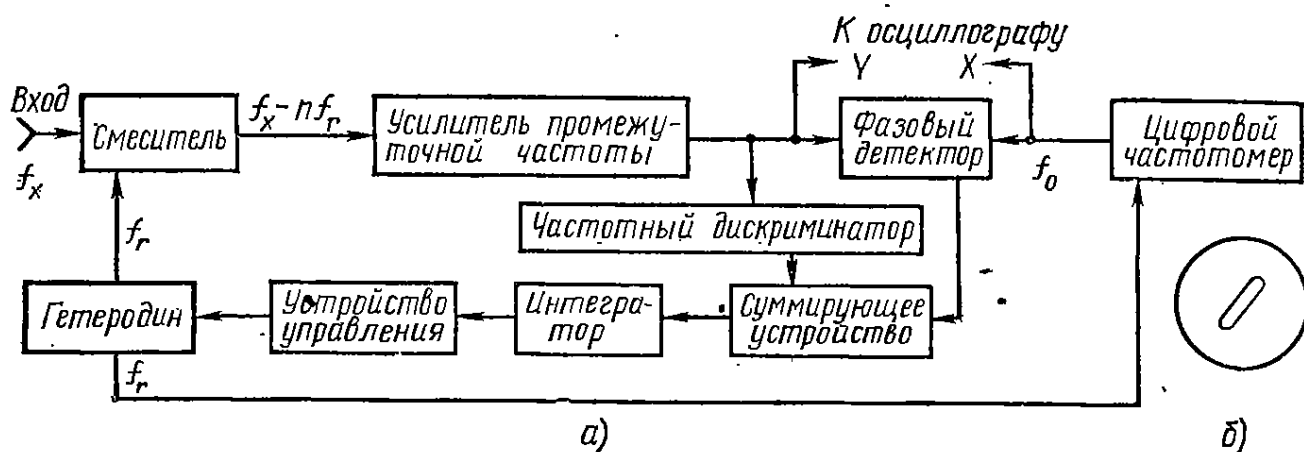


Рис. 7.11. Частотомер с гетеродинным переносом частоты:
а — структурная схема; б — изображение на экране осциллографа

и задержки t_z , обеспечивающих максимальную точность измерения. В процессе измерения по заданной программе осуществляется автоматический выбор оптимальной частоты синтезатора и номера ее гармоники, а также вычисление неизвестной частоты:

$$f_x = n f_{\text{син}} \pm F_{\text{сч}},$$

где $f_{\text{син}}$ — частота синтезатора; n — номер гармоники; $F_{\text{сч}}$ — показание счетчика.

Результат измерения воспроизводится на цифровом индикаторе. Цифровые частотомеры с программно-управляемыми синтезаторами частот и встроенными микропроцессорами благодаря высокой точности, широкому диапазону измеряемых частот и удобству включения в автоматизированные измерительные системы являются перспективными измерительными приборами.

Частотомер с гетеродинным переносом частоты (рис. 7.11) осуществляет непрерывное и точное сравнение измеряемой частоты f_x с n -й гармоникой напряжения перестраиваемого генератора (гетеродина). Высокая точность измерений обеспечивается применением для сравнения частот кольца фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и цифрового частотомера для прямого отсчета текущего значения частоты генератора. Наличие в кольце ФАПЧ частотного дискриминатора и фазового детектора позволяет осуществлять автоматическое отслеживание любых изменений частоты. Последнее, в свою очередь, обеспечивает возможность измере-

ния частоты колебаний, модулированных по частоте или фазе. Управляющим напряжением для гетеродина служит сумма выходных напряжений частотного дискриминатора и фазового детектора. В режиме захвата и удержания частоты $f_x - n f_r = f_0$, где f_0 — частота кварцевого генератора цифрового частотомера, напряжение на выходе частотного дискриминатора равно нулю. Так как кольцо ФАПЧ содержит интегрирующее звено (система с астатизмом первого порядка), то равенство нулю напряжения на выходе фазового детектора возможно лишь в установившемся режиме при отсутствии изменений измеряемой частоты.

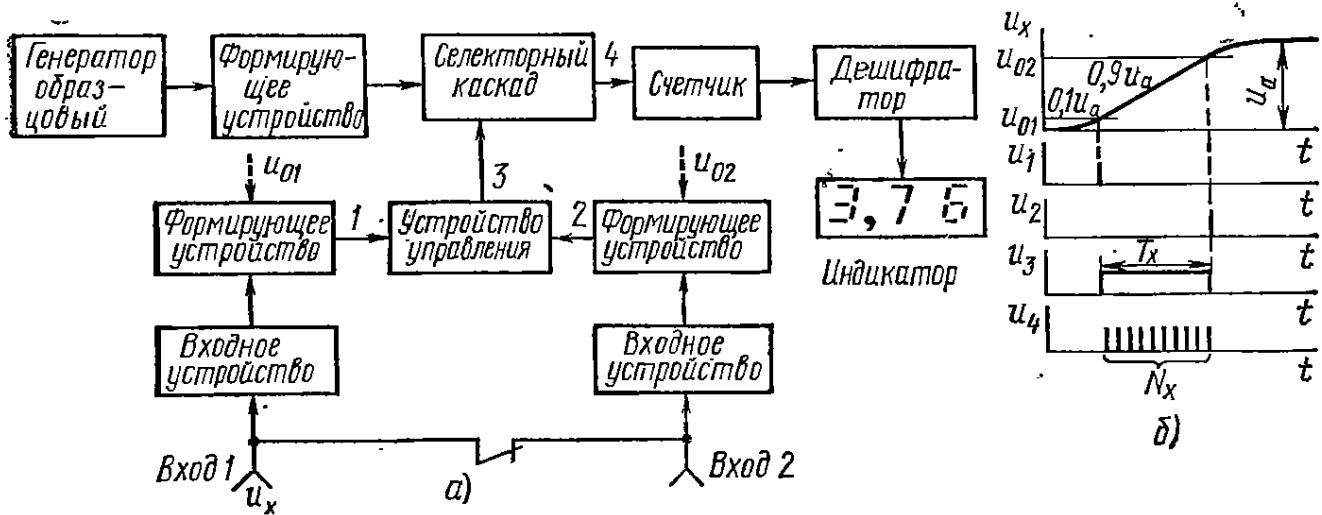


Рис. 7.12. Измерение интервала времени цифровым частотомером:
а — структурная схема; б — диаграммы напряжений

Недостаток цифровых частотомеров с переносом частоты связан с неопределенностью номера гармоники n . Если значение f_x приблизительно известно, то номер гармоники определяется одновременно с вычислением f_x из соотношения $f_x = f_0 + n f_r$. При неизвестном значении f_x определение n требует дополнительного измерения f_r при работе генератора на гармониках, соседних с n . Это может быть устранено за счет дополнительного усложнения схемы прибора.

§ 7.4. Измерители интервалов времени

Интервал времени (Δt_x) — это время между моментами двух последовательных событий. Практически приходится измерять как очень малые (единицы пикосекунд), так и очень большие (сотни секунд) интервалы времени. Кроме того, интервалы времени могут быть не только повторяющимися, но и однократными.

Различают два основных способа измерения интервалов времени Δt_x : 1) осциллографический; 2) цифровой.

Измерение Δt_x с помощью осциллографа производится по осциллограмме исследуемого напряжения с использованием «линейной» развертки. Из-за нелинейности развертки, а также больших погрешностей отсчета начала и конца интервала общая по-

грешность измерения Δt_x составляет единицы процентов. Погрешность измерения из-за нелинейности развертки можно исключить, применив цифровую приставку. При измерении, оператор совмещает яркостные метки с характерными точками осциллограммы, после чего значение временного интервала считывается с цифрового отсчетного устройства приставки.

Измерение интервалов времени с помощью цифровых частотомеров. Серийные цифровые частотомеры позволяют измерять интервалы времени в широких пределах. Так, например, частотомер

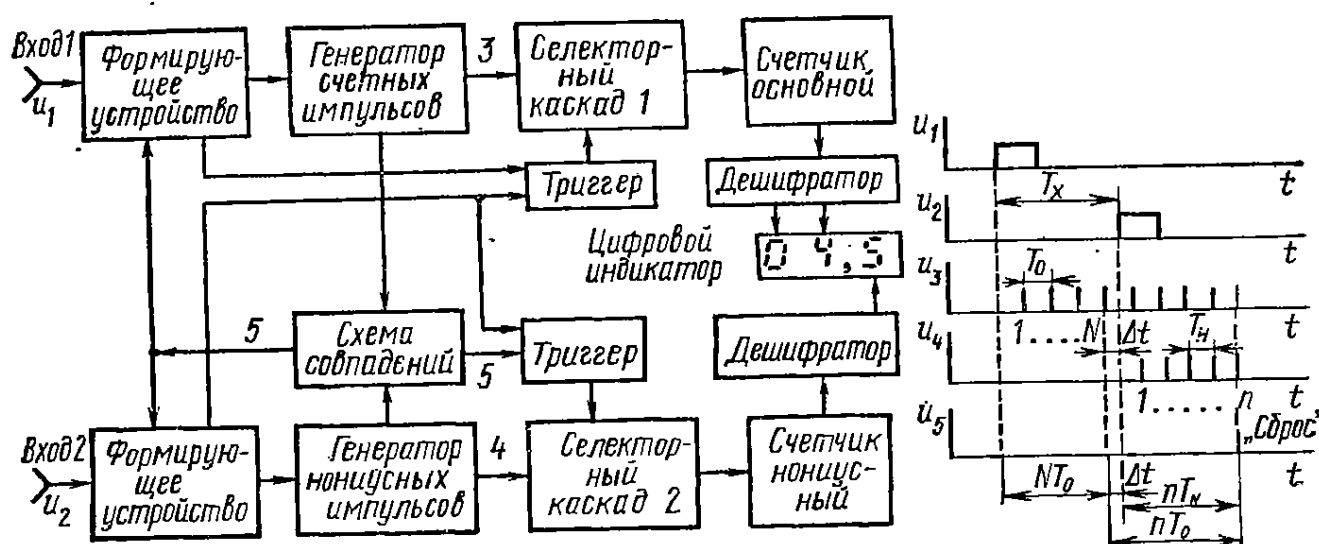


Рис. 7.13. Нониусный способ измерения интервалов времени:
 а — структурная схема; б — диаграммы напряжений

ЧЗ-54 обеспечивает измерение Δt_x от 10^{-7} до 10^{-5} с. Для этого в приборе (рис. 7.12) предусмотрены устройства, формирующие опорный (старт) и интервальный (стоп) импульсы, которые фиксируют начало и конец измеряемого интервала времени Δt_x . Выбор характерных точек на исследуемом напряжении осуществляется изменением уровней напряжений, подаваемых на формирующее устройство. В свою очередь, импульсы, воздействуя на устройство управления, определяют время счета T_c кратковременных импульсов, формируемых из напряжения образцового генератора.

Возможности применения цифровых частотомеров для измерения интервалов времени ограничены в основном из-за погрешности дискретности. Высокая точность имеет место лишь при условии $\Delta t_x \gg T_0$. В случае повторяющихся интервалов погрешность может быть снижена увеличением в m раз времени счета импульсов. Для этого в приборах предусматривают делитель частоты. Однако и этот путь ограничен, а в случае однократных импульсов неприменим.

В измерителях интервалов времени применяют дополнительные способы расширения рабочего диапазона в сторону малых значений Δt_x . Основным из них является нониусный. Этот способ позволяет снизить погрешность дискретности, которая становится недо-

пустимо большой при измерении коротких (десятки наносекунд) интервалов времени. С этим приходится иметь дело, например, при измерении длительности фронта импульсных сигналов. Практическая реализация нониусного способа (рис. 7.13) обеспечивает временное разрешение порядка десятых долей наносекунды.

Работу нониусного измерителя поясним на примере измерения интервала времени T_x между двумя импульсами (рис. 7.13, б). Под воздействием входных сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$ формирующие устройства прибора вырабатывают два импульса (опорный и интервальный), соответствующие началу и концу измеряемого интервала T_x . Опорный импульс запускает основной генератор счетных импульсов (период T_0) и одновременно через триггер открывает селекторный каскад 1. С этого момента начинается счет импульсов основного генератора. Соответственно интервальный импульс, воздействуя на триггер, закрывает селекторный каскад 1, фиксируя тем самым целое число N_x импульсов, поступивших на основной счетчик. Очевидно, что значение измеряемого интервала T_x можно представить в виде

$$T_x = N_x T_0 + \Delta t, \quad (7.14)$$

где Δt — погрешность.

Для исключения погрешности дискретности Δt интервальный импульс одновременно с закрытием селекторного каскада 1 запускает генератор нониусных импульсов и открывает селекторный каскад 2. В результате начинается счет нониусных импульсов, которые вместе с основными счетными импульсами поступают на схему совпадений. Так как период следования нониусных импульсов T_n выбран исходя из соотношения $T_n = \frac{k-1}{k} T_0$ (обычно $k=10$ или 100), то спустя некоторое время произойдет совпадение импульсов нониусного и основного генераторов. При этом сработает схема совпадений, ее импульс «сброса» зафиксирует число импульсов n_x , поступивших на нониусный счетчик, и вернет всю схему в исходное состояние. Зная число n_x , погрешность дискретизации определим из следующего соотношения (рис. 7.13, б):

$$\Delta t = n_x T_0 - n_x T_n = n_x T_0 - n_x \frac{k-1}{k} T_0 = \frac{n_x T_0}{k}. \quad (7.15)$$

Следовательно, результат измерения интервала времени

$$T_x = \left(N_x + \frac{n_x}{k} \right) T_0. \quad (7.16)$$

Показания счетчиков объединяют в отсчетном устройстве. При этом N_x фиксируют в старших разрядах, а n_x — в младших.

Погрешность измерения T_x определяется длительностью нониусных и основных счетных импульсов, а также неполнотой их совпадения. Обычно нониусные и счетные импульсы формируют из синусоидального напряжения. Из-за случайных отклонений моментов формирования (см. § 3.5) периоды счетных и нониусных

импульсов флуктуируют относительно их средних значений. При большом числе n_x это приводит к ложным совпадениям. Аналогичное влияние оказывает нестабильность начальной фазы генератора нониусных импульсов. Перечисленные факторы ограничивают предельную точность измерений.

Глава 8

ИЗМЕРЕНИЕ ФАЗОВОГО СДВИГА

§ 8.1. Осциллографические измерения

Понятие фазы связано с гармоническими (синусоидальными) колебаниями; фаза характеризует гармонический процесс в рассматриваемый момент времени. Фазой напряжения $u = U_m \sin(\omega t + \varphi)$ является весь аргумент синусоидальной функции; величину φ называют начальной фазой.

Для двух гармонических колебаний с разными частотами

$$\begin{aligned} u_1 &= U_{m1} \sin(\omega_1 t + \varphi_1), \\ u_2 &= U_{m2} \sin(\omega_2 t + \varphi_2) \end{aligned}$$

разность фаз

$$\Delta\varphi = (\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1 - \varphi_2. \quad (8.1)$$

Эта величина является линейной функцией времени.

В практике радиоизмерений обычно решают задачу измерения разности фаз двух гармонических колебаний с равными частотами. При этом разность фаз равна разности начальных фаз:

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2. \quad (8.2)$$

Модуль этой величины называют фазовым сдвигом.

Для негармонических колебаний понятие фазового сдвига заменяют понятием сдвига во времени. В этом случае измеряют время задержки.

Способы измерения фазового сдвига многообразны, некоторые рассматриваются ниже. Широкое распространение получили осциллографические способы, при которых исследуемые колебания подают на электронно-лучевую трубку или осциллограф. Фазовый сдвиг определяют по измеренным параметрам изображения на экране. Рассмотрим некоторые из них.

Измерение по осциллограммам исследуемых напряжений. Два колебания можно наблюдать одновременно на экране двухлучевого осциллографа или однолучевого, на входе которого включен электронный коммутатор. Измеряют отрезки ab и ac (рис. 8.1). Фазовый сдвиг рассчитывают по формуле

$$\varphi = \frac{ab}{ac} 360^\circ. \quad (8.3)$$

Точность этого способа невысока. Погрешность зависит от ряда причин: неточности измерения длин отрезков, ошибки при определении положения оси времени, нелинейности развертки. В целом погрешность измерения составляет обычно $\pm 10^\circ$.

Измерение способом эллипса. Пусть измеряется фазовый сдвиг между напряжениями

$$u_1 = U_{m1} \sin(\omega t + \varphi),$$

$$u_2 = U_{m2} \sin \omega t.$$

Напряжение u_1 подают на Y -вход, а напряжение u_2 — на X -вход осциллографа (генератор развертки при этом не используют).

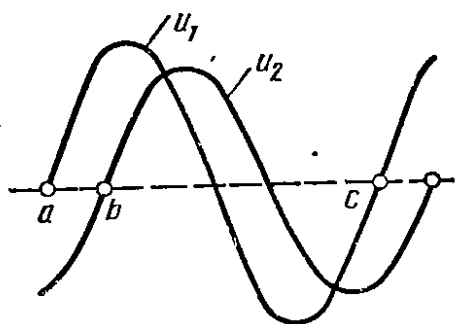


Рис. 8.1. Измерение фазового сдвига по осциллограммам напряжений

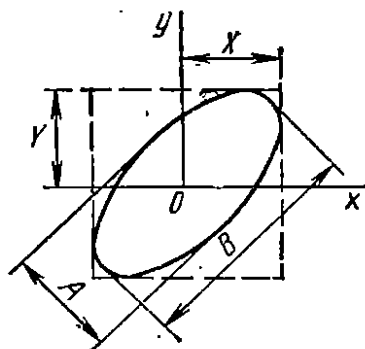


Рис. 8.2. Измерение фазового сдвига способом эллипса

Мгновенные отклонения луча на экране по осям x и y равны

$$x = h_x u_2 = X \sin \omega t, \tag{8.4}$$

$$y = h_y u_1 = Y \sin(\omega t + \varphi),$$

где $X = h_x U_{m2}$ и $Y = h_y U_{m1}$ — амплитуды отклонений. Электронный луч вычертит на экране осциллографа эллипс (рис. 8.2). Будем считать, что $X = Y$. Это условие легко выполнить. Исследуемые напряжения поочередно подают на входы каналов вертикального и горизонтального отклонений осциллографа. Регулируя коэффициенты усиления каналов, добиваются равных отклонений луча. Если $X = Y$, измеряемый фазовый сдвиг связан с размерами эллипса соотношением

$$\operatorname{tg} \varphi/2 = A/B,$$

где A — малая, B — большая оси эллипса. Таким образом, необходимо определить размеры A и B ; фазовый сдвиг

$$\varphi = 2 \operatorname{arctg}(A/B). \tag{8.5}$$

При измерении фазового сдвига с помощью осциллографа возможны ошибки за счет неодинаковых фазовых характеристик усилителей каналов Y и X . Предварительно следует отрегулировать измерительную схему. Для этого одно из исследуемых напряжений, например u_1 , подают на вход Y непосредственно, а на вход

X — через фазовращатель — четырехполюсник с регулируемым сдвигом фазы между входным и выходным напряжениями. С помощью фазовращателя компенсируют дополнительный фазовый сдвиг. При этом на экране осциллографа будет наклонная прямая линия. При измерениях настройку фазовращателя не меняют

Измерение способом полуокружности. Этот способ позволяет измерять фазовый угол в пределах $\pm 180^\circ$ с указанием знака (рис. 8.3).

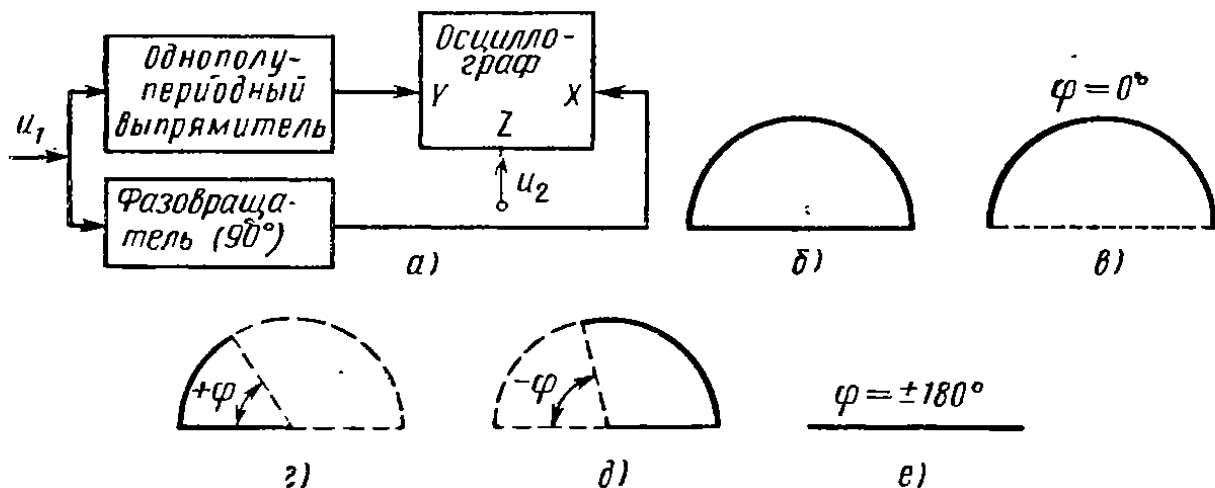


Рис. 8.3. Измерение фазового сдвига способом полуокружности:

a — схема измерительной установки; $б$ — осциллограмма без напряжения u_2 ; $в-е$ — осциллограммы при различных фазовых сдвигах

Измерительная схема показана на рис. 8.3, a . Напряжение u_1 подают на вход Y осциллографа через однополупериодный выпрямитель, а на вход X — через 90° -градусный фазовращатель. Регулировкой усиления в каналах X и Y добиваются равных отклонений луча по осям y и x . Напряжение u_2 подают на вход Z осциллографа.

При отсутствии модуляции яркости ($u_2 = 0$) на экране электронно-лучевой трубки будет изображение полуокружности (рис. 8.3, $б$). При модуляции яркости напряжением u_2 осциллограмма имеет следующий вид: 1) при $\varphi = 0$ видна дуга полуокружности (рис. 8.3, $в$); 2) при положительном фазовом сдвиге видна левая часть полуокружности (рис. 8.3, $г$); при отрицательном фазовом сдвиге осциллограмма имеет вид, показанный на рис. 8.3, $д$; 3) при $\varphi = \pm 180^\circ$ виден диаметр, дуга полуокружности затемнена (рис. 8.3, $е$).

При измерении фазового сдвига данным способом удобно использовать прозрачный транспортир, помещенный перед экраном осциллографа. Измеряемый фазовый угол отсчитывают по делениям транспортира. Способом полуокружности можно достигнуть более высокой точности, чем способом эллипса. Кроме того, получают прямой отсчет фазового угла с указанием знака.

§ 8.2. Компенсационные измерения

Рассмотрим один из способов, реализующий компенсационный (нулевой) метод измерений, являющийся разновидностью метода сравнения (см. гл. 1). Сущность его заключается в сравнении измеряемого фазового сдвига с фазовым сдвигом, создаваемым измерительным фазовращателем.

Структурная схема измерительной установки приведена на рис. 8.4, а. С помощью фазовращателя изменяют фазу одного из исследуемых напряжений, например u_1 , так, чтобы фазовый сдвиг между напряжениями u_1' и u_2 на входах индикатора равенства фаз был равен нулю. При этом фазовый сдвиг между напряжениями u_1 и u_2 равен фазовому сдвигу, создаваемому измерительным фазовращателем: $\varphi = \varphi_{\text{ф}}$.

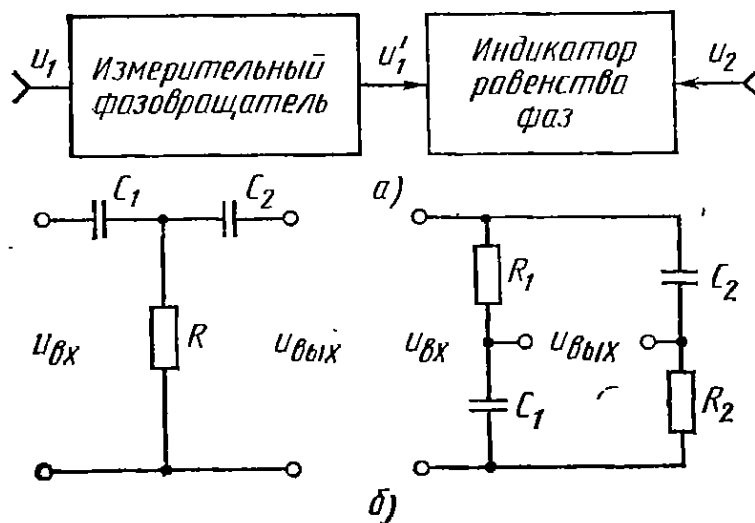


Рис. 8.4. Измерение фазового сдвига:
а — структурная схема измерительной установки;
б — схемы фазовращателей

В качестве индикатора равенства фаз удобно использовать осциллограф. В случае однолучевого осциллографа напряжения u_1' и u_2 подают на Y- и X-входы; на экране осциллографа появляется эллипс. Изменяя фазовый сдвиг $\varphi_{\text{ф}}$, преобразуют эллипс в прямую линию с углом наклона $\alpha < 90^\circ$. В соответствии с формулой (8.5) фазовый сдвиг между напряжениями u_1' и u_2 при этом равен нулю.

До начала измерений необходимо устранить неодинаковость фазовых сдвигов в каналах Y и X осциллографа. Для этого используют дополнительный (не градуированный) фазовращатель, включенный в один из каналов. Настройку измерительной схемы производят способом, описанным в § 8.2.

Погрешность измерения фазового сдвига компенсационным методом определяется в основном погрешностью градуировки измерительного фазовращателя. В качестве простейших фазовращателей используют различные варианты мостовых схем (рис. 8.4, б).

Для T-моста при $C_1 = C_2 = C$ фазовый сдвиг между входным и

выходным напряжениями $\varphi_T = \arctg 1/(\omega RC)$. В случае четырехплечего моста с $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$ фазовый сдвиг $\varphi_M = 2 \arctg \omega RC$.

Недостатком большинства фазовращателей (в том числе приведенных схем) является сильная зависимость фазового сдвига от частоты. Градуировку их выполняют на заданной частоте; погрешность градуировки лежит в пределах от десятых долей до нескольких градусов.

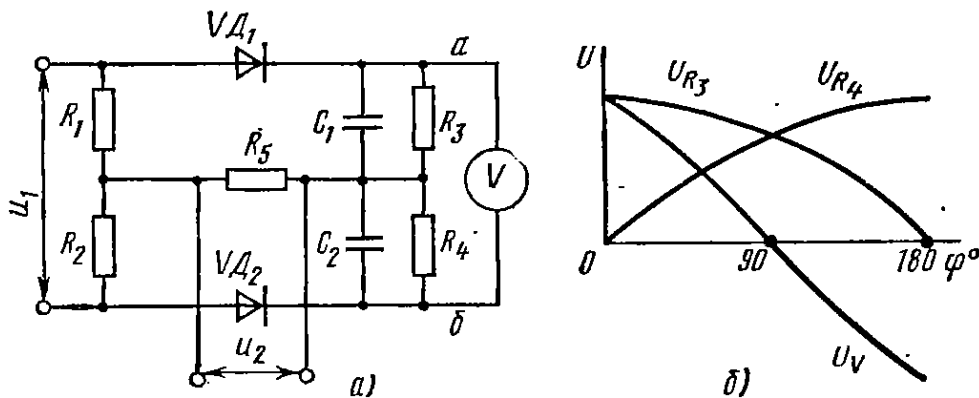


Рис. 8.5. Измерение фазового сдвига с помощью фазового детектора:
 а — схема фазового детектора; б — зависимости напряжений от фазового сдвига

Процесс измерения фазового сдвига данным способом поддается автоматизации; объектом ее является измерительный фазовращатель. Соответствующие фазометры называют автокомпенсационными.

§ 8.3. Фазометры с преобразованием фазового сдвига

Приборы для фазовых измерений могут содержать преобразователи—схемы, вырабатывающие электрические сигналы, параметры которых функционально связаны с измеряемым фазовым сдвигом. Рассмотрим устройство таких фазометров.

Фазометр с фазовым детектором (рис. 8.5). Одна из схем фазового детектора приведена на рис. 8.5, а. Напряжения u_1 и u_2 , между которыми измеряют фазовый сдвиг φ , преобразуют фазовым детектором. На выходе его включают магнитоэлектрический вольтметр, измеряющий постоянную составляющую напряжения между точками а и б. Будем считать, что детекторы идентичны и работают в режиме линейного детектирования, резисторы R_1 и R_2 , R_3 и R_4 попарно равны, а амплитуды напряжений находятся в соотношении $U_{m1} = 2U_{m2}$. Напряжение между точками а и б равно разности напряжений u_{R3} и u_{R4} (рис. 8.5, а) и характеризуется кривой U_V . Если амплитуды напряжений поддерживать постоянными, шкалу вольтметра можно проградуировать непосредственно в значениях фазового угла. С помощью фазового детектора получают погрешность измерений около $2-3^\circ$. Погрешность зависит

от выполнения условий, накладываемых на параметры схемы и амплитуды исследуемых напряжений, от стабильности этих величин во времени, чувствительности вольтметра и пр.

Фазометр с преобразованием фазового сдвига во временной интервал (рис. 8.6). Исследуемые напряжения u_1 и u_2 преобразуют в периодические последовательности коротких импульсов u_3 , u_4 (рис. 8.6, а). Измерение фазового сдвига сводится к измерению интервала времени Δt между этими импульсами, так как

$$\varphi = 360^\circ \Delta t / T. \quad (8.6)$$

Фазометр (рис. 8.6, б) содержит входные цепи и формирующие устройства, каждое из которых состоит из усилителя-ограничите-

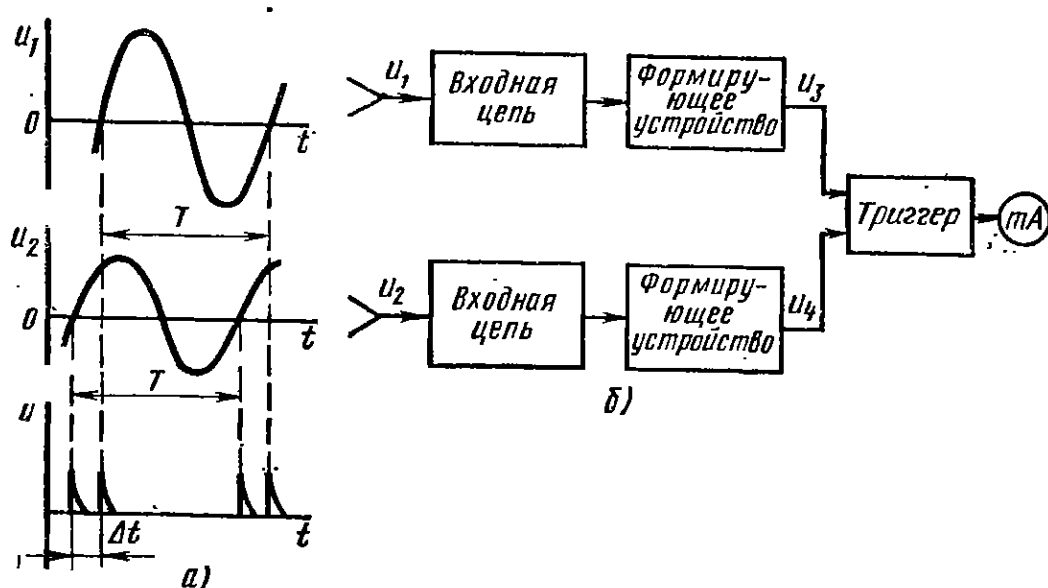


Рис. 8.6. Фазометр с преобразованием фазового сдвига во временной интервал:

а — графики напряжений; б — функциональная схема фазометра

ля, дифференцирующей цепи и ограничителя, пропускающего импульсы одной полярности, например положительной. С выходов формирующих устройств напряжения поступают на триггер. В коллекторную цепь одного из транзисторов этой схемы включают магнитоэлектрический миллиамперметр. С выхода формирующего устройства поступает импульс, который переводит триггер из одного устойчивого состояния в другое. Через измерительный прибор течет ток I_m . Через интервал времени Δt приходит импульс с другого формирующего устройства и возвращает триггер в исходное состояние. Ток через прибор прекращается. Этот процесс повторяется во времени. Период повторения импульсов тока равен периоду исследуемых напряжений. Магнитоэлектрический прибор покажет среднее значение тока:

$$I_{\text{ср}} = I_m \frac{\Delta t}{T}.$$

С учетом (8.6) получаем

$$\varphi = \frac{I_{\text{ср}}}{I_m} 360^\circ. \quad (8.7)$$

Так как амплитуда тока I_m постоянна, сила тока $I_{\text{ср}}$ пропорциональна углу φ . Миллиамперметр можно проградуировать непосредственно в градусах.

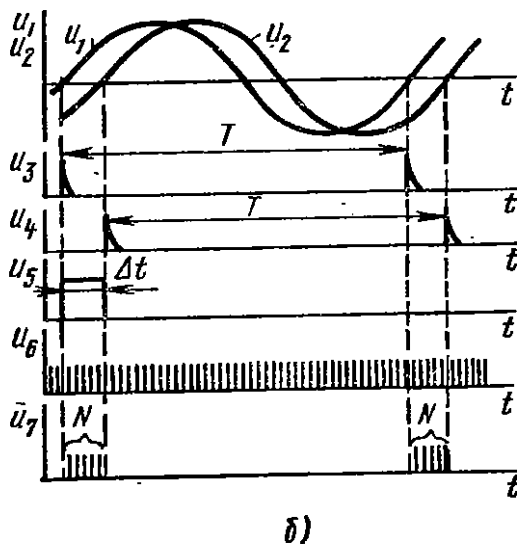
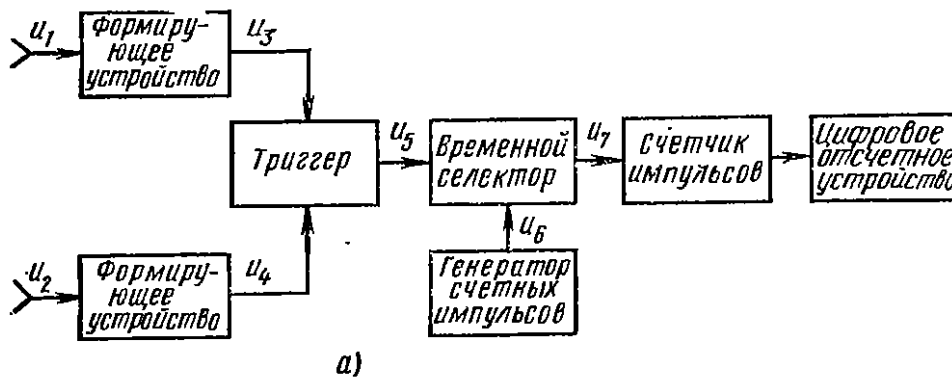


Рис. 8.7. Измерение фазового сдвига цифровым способом:

а — структурная схема; б — графики напряжений

Погрешность измерения фазового сдвига рассматриваемым фазометром определяется следующими факторами: погрешностью измерения среднего значения тока; нестабильностью напряжения питания триггера, случайными погрешностями при измерениях.

§ 8.4. Цифровые фазометры

Цифровой способ измерения фазового сдвига включает две основные операции: 1) преобразование фазового сдвига в интервал времени; 2) измерение интервала времени методом дискретного счета. Поэтому цифровые фазометры близки с цифровым измерителям интервалов времени.

Структурная схема простейшего цифрового фазометра (рис. 8.7, а) состоит из двух одинаковых формирующих устройств, триггера, временного селектора, генератора счетных импульсов, счетчика импульсов и цифрового отсчетного устройства. Графики напряжений $u_1 — u_7$ показаны на рис. 8.7, б. Структура формирующих устройств рассмотрена в § 8.4. Временной селектор представляет собой ключевую логическую схему. Генератор счетных импульсов состоит из схемы формирования импульсов и генератора гармонических колебаний стабильной частоты.

Фазометр работает следующим образом. В формирующих устройствах напряжения u_1 и u_2 преобразуются в прямоугольные импульсы, которые затем дифференцируются и ограничиваются сверху (или снизу). В результате на триггер подаются короткие импульсы, соответствующие началу каждого периода напряжений u_1 и u_2 . Импульсы, соответствующие напряжению u_1 , включают триггер, а импульсы, соответствующие напряжению u_2 , его выключают. На выходе триггера формируются прямоугольные импульсы с длительностью Δt , пропорциональной измеряемому фазовому сдвигу. Эти импульсы подают на временной селектор, на который поступают также счетные импульсы. На выход селектора счетные импульсы проходят только в течение времени Δt . Количество импульсов, поступающих на счетчик за один период исследуемых напряжений,

$$N = \Delta t / T_r, \quad (8.8)$$

где T_r — период счетных импульсов.

Для удобства пользования прибором желательно, чтобы число N соответствовало фазовому сдвигу в градусах (или долях градуса). Рассмотрим условия, при которых это имеет место.

Подставим значение интервала времени Δt из формулы (8.6) в формулу (8.8):

$$N = \Delta t / T_r = \varphi \frac{T}{T_r 360^\circ}. \quad (8.9)$$

Для того чтобы число N соответствовало фазовому сдвигу в градусах (или долях градуса), необходимо выполнить условие

$$T / T_r = 36 \cdot 10^{\pm k}, \quad (8.10)$$

где $k = 0, 1, 2, \dots$

Выполнить условие (8.10) можно следующими способами: 1) подбирая частоту следования счетных импульсов; 2) преобразуя частоту исследуемых напряжений в фиксированную частоту, отвечающую этому условию. Недостатком первого способа является снижение точности установки периода счетных импульсов T_r , что приводит к дополнительным погрешностям. При втором способе схему дополняют двумя преобразователями частоты, включенными на входе формирующих устройств. Преобразователи должны иметь общий гетеродин. В этом случае фазовые соотношения при преобразовании частоты не нарушаются.

В обоих случаях схему на рис. 8.7, а необходимо дополнить устройством, контролирующим выполнение условия (8.10). Таким устройством может быть цифровой частотомер, с помощью которого измеряют частоту исследуемых напряжений и частоту следования счетных импульсов.

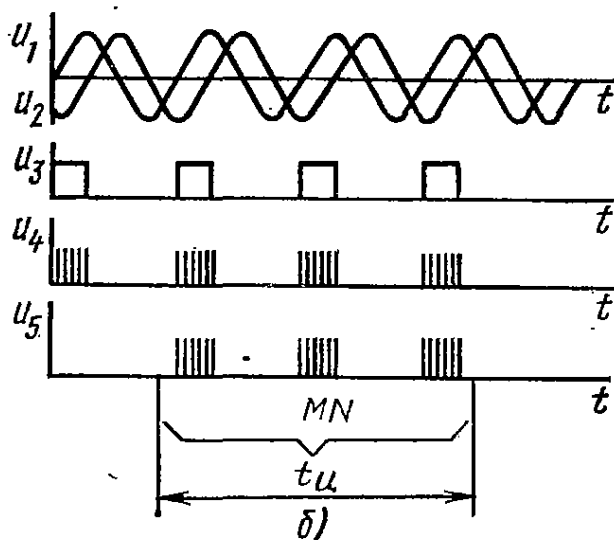
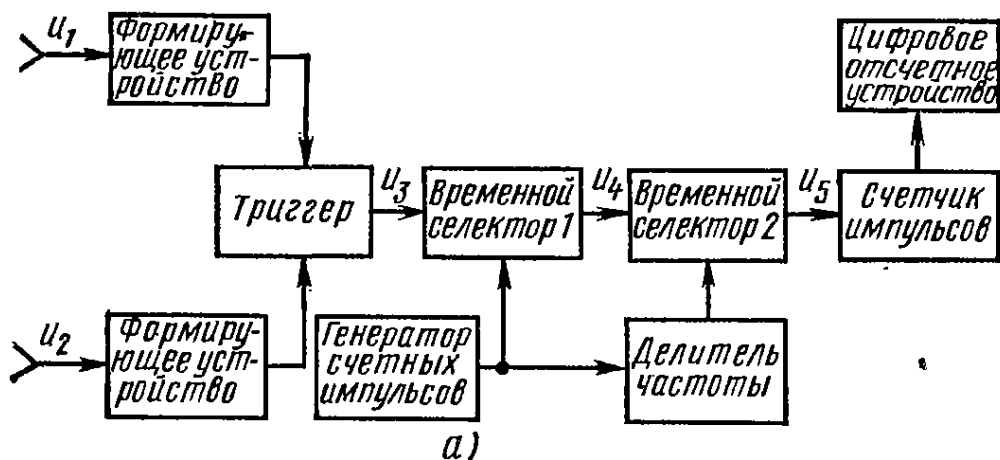


Рис. 8.8. Цифровой фазометр с усреднением:
а — структурная схема; б — графики напряжений

Погрешность рассмотренного фазометра определяется погрешностью дискретности и аппаратной погрешностью. *Погрешность дискретности* появляется в связи с тем, что интервал времени Δt можно измерить с точностью до одного периода счетных импульсов. Поэтому относительная погрешность дискретности

$$\Delta\varphi/\varphi = \pm T_N/(NT_r) = \pm 1/N.$$

Аппаратурная погрешность определяется нестабильностью времени срабатывания триггера, различными уровнями срабатывания схем формирования и др.

Снизить погрешности можно путем усреднения результатов отдельных измерений за промежуток времени, достаточно большой по сравнению с периодом исследуемых колебаний. Для этой цели используют фазометры среднего значения. Рассмотрим структурные схемы таких фазометров.

Структурная схема фазометра с усреднением показана на рис. 8.8. Она отличается от структурной схемы на рис. 8.7, а тем, что в нее введены делитель частоты и второй временной селектор. Графики напряжений $u_1 — u_5$ для различных точек схемы показаны на рис. 8.8, б. С помощью делителя частоты формируют импульс цикла измерения $t_{ц} = k_{дел} T_{г}$, где $k_{дел}$ — коэффициент деления частоты. Поступающие с делителя частоты на второй временной селектор импульсы длительностью $t_{ц}$ открывают его для

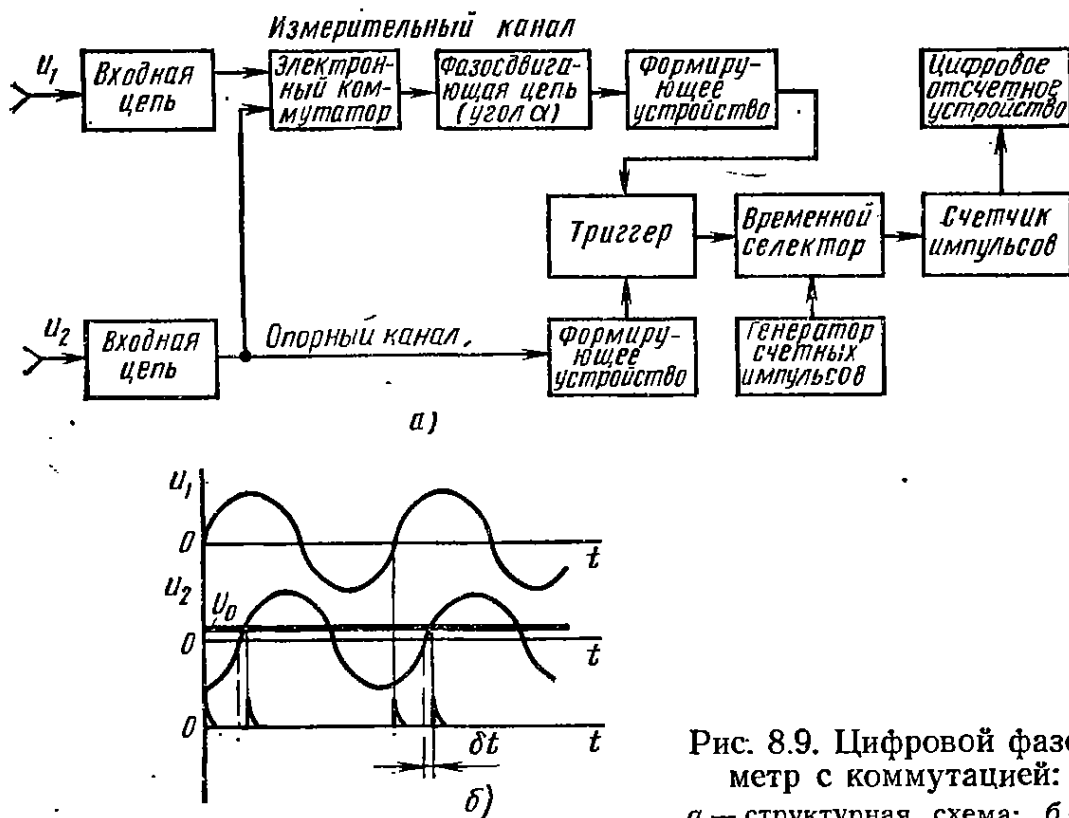


Рис. 8.9. Цифровой фазометр с коммутацией:
а — структурная схема; б — графики напряжений

прохождения счетных импульсов в течение цикла. За это время на счетчик поступит $M = t_{ц} / T$ групп импульсов. Общее число подсчитанных импульсов составит MN , где N — среднее число импульсов в группе:

$$MN = \frac{k_{дел} T_{г}}{T} \frac{\Delta t}{T_{г}} = k_{дел} \frac{\Delta t}{T} = \varphi \frac{k_{дел}}{360^{\circ}}. \quad (8.11)$$

Из соотношения (8.11) следует, что при коэффициенте деления $k_{дел} = 36 \cdot 10^k$ счетчик показывает фазовый сдвиг в градусах или десятичных долях градуса, причем результат измерения не зависит от частоты исследуемых напряжений.

Случайная погрешность при измерении фазового сдвига по схеме на рис. 8.8, а уменьшается. Это связано с тем, что результат измерений находят как среднее арифметическое из M отдельных измерений.

Структурная схема фазометра с коммутацией приведена на рис. 8.9, а. Она позволяет устранить погрешность за счет неидентичности порога срабатывания формирующих устройств. Схе-

ма на рис. 8.9, а состоит из двух каналов: измерительного и опорного. Измерительный содержит электронный коммутатор, к которому подводят исследуемые напряжения, и цепь, обеспечивающую сдвиг фазы на некоторый угол α . Счетчик импульсов реверсивного типа может производить как сложение, так и вычитание импульсов.

Рассмотрим работу фазометра при условии, что формирующие устройства идентичны и не вносят погрешности. Измерение происходит в течение двух полупериодов, длительность которых много больше периода исследуемых напряжений. Во время первого полупериода электронный коммутатор подключает к измерительному каналу напряжение u_1 . Это напряжение сдвигается по фазе на угол α и преобразуется в короткие однополярные импульсы с периодом T . Напряжение u_2 подается на формирующее устройство опорного канала и также преобразуется в короткие импульсы с периодом T . С помощью триггера формируются прямоугольные импульсы с длительностью Δt_1 , пропорциональной сумме фазовых сдвигов, измеряемого φ и дополнительного α :

$$\Delta t_1 = \frac{T}{360^\circ} (\varphi + \alpha). \quad (8.12)$$

В течение второго полупериода в измерительный канал поступает напряжение u_2 , которое также получает фазовый сдвиг на угол α . Триггер формирует прямоугольные импульсы, длительность которых пропорциональна углу α :

$$\Delta t_2 = \frac{T}{360^\circ} \alpha. \quad (8.13)$$

Интервалы времени Δt_1 и Δt_2 заполняются импульсами, поступающими от генератора счетных импульсов.

В данном фазометре используют реверсивный счетчик импульсов. В первом полупериоде счетчик суммирует импульсы, которые на него поступают. Общее число этих импульсов

$$N_1 = \frac{t_{ц}}{2T} \frac{\Delta t_1}{T_r} = \frac{t_{ц}}{2T_r} \frac{\varphi + \alpha}{360^\circ}. \quad (8.14)$$

Во втором полупериоде счетчик вычитает импульсы, которые на него поступают. Число вычитаемых импульсов

$$N_2 = \frac{t_{ц}}{2T} \frac{\Delta t_2}{T_r} = \frac{t_{ц} \alpha}{2T_r 360^\circ}. \quad (8.15)$$

За цикл измерений счетчик подсчитывает число импульсов:

$$N = N_1 - N_2 = \frac{t_{ц}}{2T_r} \frac{\varphi}{360^\circ}. \quad (8.16)$$

При выбранном отношении $t_{ц}/(2T_r) = 36 \cdot 10^k$ число N соответствует величине φ в градусах (или в долях градуса).

Показания счетчика не зависят от частоты исследуемых напряжений. Действительно, в формулу (8.16) период исследуемых на-

пряжений не входит. Эта схема, подобно приведенной на рис. 8.8, *а*, обеспечивает существенное уменьшение случайных погрешностей, а также устраняет погрешность за счет неидентичности каналов фазометра.

Рассмотрим работу структурной схемы (рис. 8.9, *а*) в том случае, когда формирующие устройства не идентичны и имеют разный порог срабатывания. Предположим, что в верхнем формирующем устройстве импульсы создаются в моменты перехода напряжения через нуль, а в нижнем — при переходе через уровень U_0 (рис. 8.9, *б*). Это значит, что импульсы с нижнего формирующего устройства поступят на триггер с дополнительной задержкой на время δt . В течение первого полуцикла на выходе триггера формируются импульсы с длительностью

$$\Delta t'_1 = \frac{T}{360^\circ} (\varphi + \alpha + \Delta\varphi), \quad (8.17)$$

где $\Delta\varphi$ — систематическая погрешность измерения фазового сдвига, обусловленная временем δt .

При втором полуцикле формируются импульсы с длительностью

$$\Delta t'_2 = \frac{T}{360^\circ} (\alpha + \Delta\varphi). \quad (8.18)$$

Количество счетных импульсов при первом и втором полуциклах

$$\begin{aligned} N'_1 &= \frac{t_{\text{ц}}}{2T_r} \frac{\varphi + \alpha + \Delta\varphi}{360^\circ}, \\ N'_2 &= \frac{t_{\text{ц}}}{2T_r} \frac{\alpha + \Delta\varphi}{360^\circ}. \end{aligned} \quad (8.19)$$

За цикл измерений, учитывая реверсивность счетчика, будет подсчитано число импульсов

$$N = N'_1 - N'_2 = \frac{t_{\text{ц}}}{2T_r} \frac{\varphi}{360^\circ}. \quad (8.20)$$

Систематическая погрешность $\Delta\varphi$ исключается при вычитании импульсов.

§ 8.5. Измерение фазового сдвига с преобразованием частоты

Для расширения частотного диапазона фазометров применяют преобразование частоты исследуемых колебаний. Основным является гетеродинное преобразование частоты, позволяющее свести измерение фазового сдвига колебаний практически любых частот к измерению фазового сдвига на фиксированной промежуточной частоте.

При измерении малых фазовых сдвигов применяют умножение частоты. При этом фазовый сдвиг увеличивается во столько же раз, во сколько и частота. Это повышает точность измерений.

Фазометр с гетеродинным преобразованием частоты. Структурная схема его приведена на рис. 8.10. Исследуемые напряжения u_1 и u_2 преобразуют по частоте с помощью смесителей, на которые подают напряжение u_r от общего гетеродина. Избирательные усилители выделяют напряжения u_1' и u_2' промежуточной частоты $f_{пр} = f - f_r$. Фазовый сдвиг между этими напряжениями измеряют низкочастотным фазометром. Если оба канала схемы идентичны, фазовые соотношения между исследуемыми напряжениями при преобразовании частоты сохраняются. В этом случае фазовый

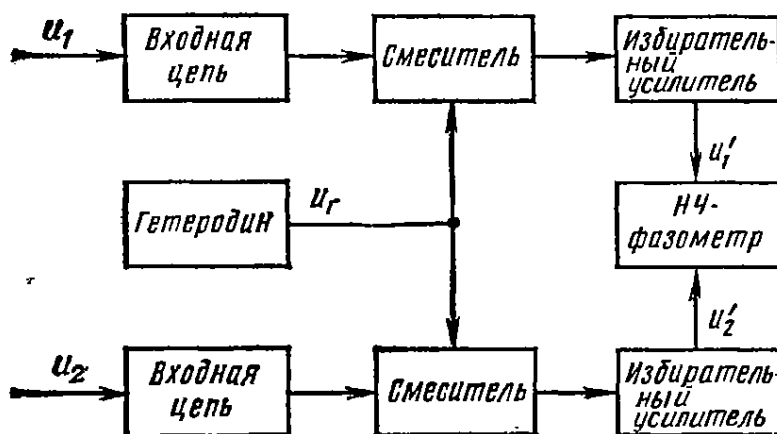


Рис. 8.10. Фазометр с гетеродинным преобразованием частоты

сдвиг между напряжениями u_1' и u_2' равен фазовому сдвигу между исследуемыми напряжениями. Погрешность измерений связана с неидентичностью каналов и погрешностью низкочастотного фазометра. В случае необходимости преобразование частоты может быть многократным.

Измерение малых фазовых сдвигов. В этом случае целесообразно дополнить измерительную схему умножителями частоты. Умножение частоты в n раз можно получить, если выделить на выходе умножителя (нелинейного элемента) n -ю гармонику исследуемого колебания.

Напряжение $U_1 \sin(\omega t + \varphi)$ преобразуют в колебание $U_1' \sin \times (n\omega t + n\varphi)$. Такое же преобразование выполняют и для второго напряжения. Фазовый сдвиг между n -ми гармониками равен $n\varphi$.

Схема измерений подобна изображенной на рис. 8.10, но вместо смесителей включают умножители частоты, а гетеродин отсутствует.

При измерении фазового сдвига указанным способом сталкиваются с погрешностями, называемыми шумами умножения. Сторонние шумы, поступающие вместе с исследуемыми напряжениями, а также нестабильность параметров входных устройств приводят к тому, что фаза каждого из исследуемых напряжений получает небольшие случайные отклонения. При умножении ча-

стоты интенсивность флуктуаций фазы возрастает. Чем больше номер гармоники, выделяемой на выходе умножителя, тем больше интенсивность флуктуаций фазы, а следовательно, и погрешность измерений.

Глава 9

ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ

§ 9.1. Общие вопросы измерений

Несмотря на ограниченное практическое применение такой характеристики сигналов, как напряжение, вольтметры являются одним из наиболее распространенных типов приборов. Рассмотрим основные разновидности этой характеристики, подлежащие измерению.

Напряжение между точками A и B есть скалярная величина, определяемая выражением

$$u_{AB} = \int_A^B \vec{E} d\vec{l}, \quad (9.1)$$

где E — напряженность электрического поля.

Применяемые в радиотехнике сигналы представляют собой сложные функции времени. Следовательно, напряжение, определяемое соотношением (9.1), также будет зависеть от времени. Поэтому необходимо установить такие значения напряжения, которые являлись бы характеристикой сигнала любой формы.

Рассмотрим измерение основных значений переменных напряжений: среднеквадратического (действующего), пикового (амплитудного) и среднего.

Среднеквадратическое (действующее) значение — это среднеквадратическое из всех мгновенных значений напряжения за время накопления (или за период при периодическом законе изменения напряжения):

$$U = u_{\text{д}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}. \quad (9.2)$$

Время накопления T определяется постоянной времени наиболее инерционного звена прибора.

Пиковое значение (амплитудное для гармонических сигналов) — наибольшее абсолютное значение измеряемого напряжения за время накопления (или за период). В общем случае пиковое напряжение может быть различным при положительной и отрицательной полярностях.

Среднее значение (постоянная составляющая) — среднеарифметическое мгновенных значений за время накопления (за период):

$$u_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt. \quad (9.3)$$

Различают также *средневыпрямленное значение* напряжения — среднеарифметическое из абсолютных мгновенных значений:

$$u_{\text{срв}} = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt. \quad (9.4)$$

Для напряжения одной полярности — среднее и средневыпрямленное значения — равны. Для разнополярных напряжений эти два значения могут существенно отличаться друг от друга. Так, для гармонического напряжения $u_{\text{ср}} = 0$, $u_{\text{срв}} = 0,637 U_m$.

Между пиковым, действующим и средневыпрямленным значениями напряжения определенной формы может быть установлена связь, характеризуемая коэффициентами амплитуды k_a и формы k_ϕ :

$$k_a = U_m / u_{\text{д}}, \quad k_\phi = u_{\text{д}} / u_{\text{ф}}. \quad (9.5)$$

§ 9.2. Построение электронных вольтметров аналогового типа

Вольтметры выполняют на основе методов сравнения и прямого действия. К первому относятся приборы компенсационного типа (см. гл. 3), выполняемые по схеме на рис. 1.2, б. Большинство электронных вольтметров построено по второму методу приборов прямого действия, т. е. в соответствии с обобщенной схемой на рис. 1.2, а. Основным узлом схемы является преобразователь — обычно нелинейный элемент. Для их построения широко применяют полупроводниковые приборы, реже электронные лампы. Применение полупроводниковых элементов основано на наличии нелинейной зависимости между приложенным напряжением и протекающим током. При электронных лампах это зависимость между анодным током и напряжением на сетке. Вследствие нелинейности характеристики элемента протекающий ток содержит составляющие частот, кратных частоте измеряемого напряжения, а также постоянную составляющую, содержащую информацию о значении измеряемой величины. Технически наиболее удобно выделить постоянную составляющую тока (или напряжения), значение которой связано функциональной зависимостью с измеряемым напряжением и которая может служить сигналом измерительной информации. Сигнал измерительной информации усиливают и затем измеряют. В этом случае основные операции, выполняемые схемой вольтметра, следующие: преобразование измеряемого напряжения с помощью нелинейного устройства и выделение постоянной составляющей, усиление этой составляющей (при необходи-

мости), измерение постоянной составляющей, обычно с помощью показывающего измерительного прибора.

Характеристику нелинейного элемента можно представить в форме степенного ряда следующего вида:

$$i = u_0 + a_1 u + a_2 u^2 + \dots, \quad (9.6)$$

где $a_i = \text{const}$.

На отдельных участках характеристики элемента нелинейная зависимость может быть более простой, например квадратичной или линейной. Такая зависимость имеет место для измеряемого напряжения, ограниченного по величине, т. е. для определенного интервала значений измеряемого напряжения. При построении вольтметров наиболее распространены нелинейные элементы с характеристиками следующих типов.

1. Нелинейный элемент с квадратичной характеристикой

$$i = a_1 u + a_2 u^2. \quad (9.7)$$

При гармоническом входном напряжении постоянная составляющая тока, протекающего через нелинейный элемент, пропорциональна квадрату действующего значения напряжения:

$$I = \frac{1}{2} a_2 U_m^2 = a_2 u_d^2. \quad (9.8)$$

Поэтому нелинейное устройство с квадратичной характеристикой целесообразно применять в приборах для измерения действующего значения напряжения.

Квадратичную зависимость можно получить, например, при работе диода на начальном участке вольт-амперной характеристики, т. е. при малых измеряемых напряжениях. Расширить квадратичный участок характеристики можно с помощью диодных цепей (рис. 9.1). Квадратичная характеристика получается как кусочно-линейная или кусочно-гладкая аппроксимация параболической кривой (рис. 9.1, а). Параболическая кривая как бы разбивается на ряд участков 1—3, на каждом из которых имеет место аппроксимация параболы квадратичным участком характеристики диода (или линейным участком). Каждая ячейка цепи состоит из диода и делителя на двух сопротивлениях (рис. 9.1, б), с помощью которого на диоде создается напряжение смещения. Учитывая, что прямое сопротивление диода $R_{пр} \rightarrow 0$, а обратное $R_{об} \rightarrow \infty$, можно считать, что ток через диод не протекает, пока подводимое напряжение меньше напряжения смещения. При $u_{вх} > E_c$ ток определяется характеристикой диода.

Упрощенная схема нелинейного устройства приведена на рис. 9.1, в. На диод D_1 напряжение смещения не подается. Квадратичный участок его характеристики соответствует участку 0—1 аппроксимируемой кривой. При напряжении $u_{вх} > E_{c1}$ открывается диод D_2 и в цепи будет протекать ток $I_1 - I_2$. Ток I_1 определяется линейным участком характеристики диода D_1 , ток I_2 — квадратичным участком характеристики диода D_2 . Суммарный ток соответ-

стствует участку 1—2 параболической кривой и т. д. Соединение нескольких ячеек, при котором их токи складываются, дает возможность получить характеристику в виде сложной ломаной линии, близкой к параболе. Сопротивления в цепи делителей подбирают таким образом, чтобы напряжение смещения на каждой последующей ячейке было больше, чем на предыдущей. Чем больше ячеек,

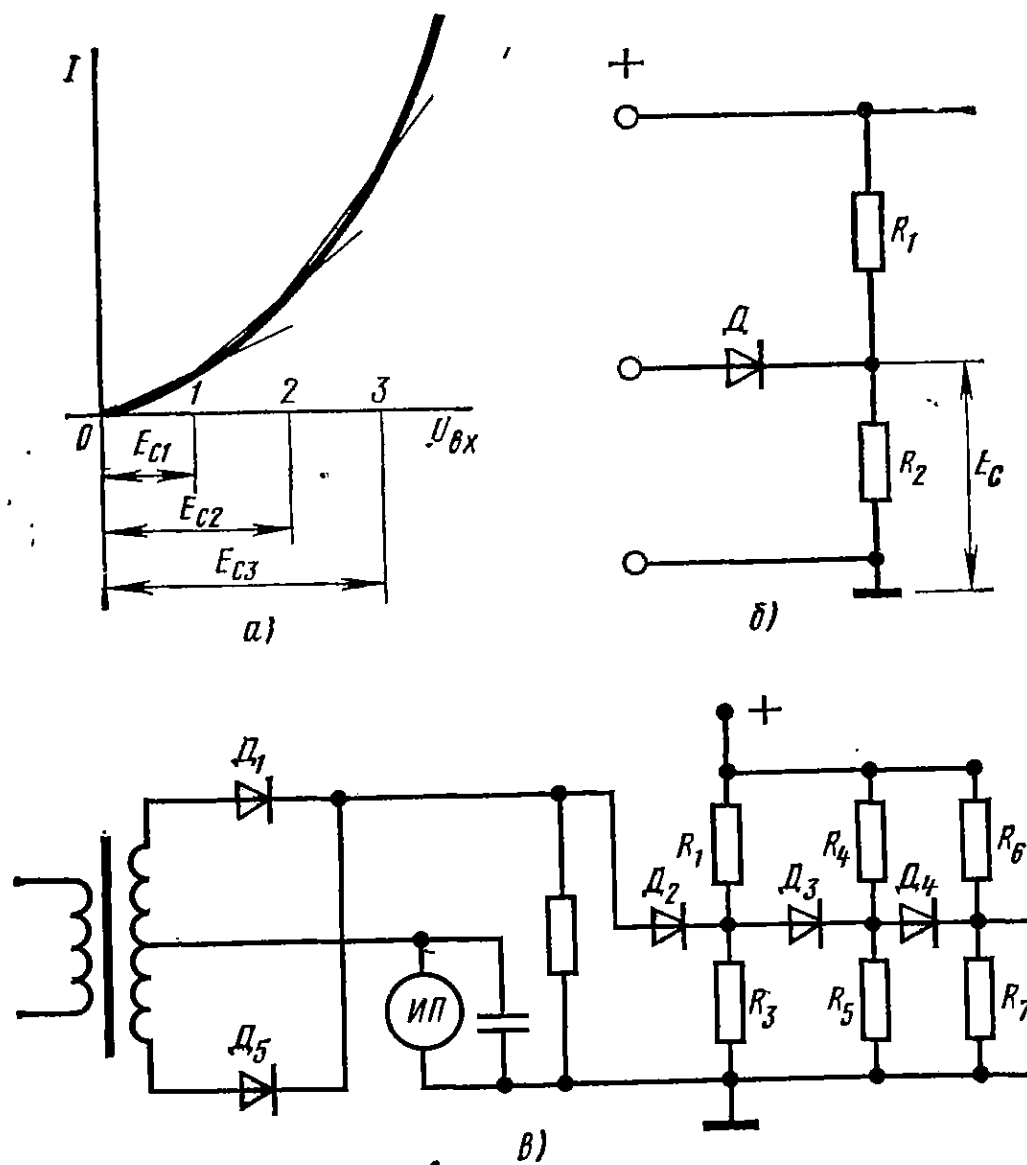


Рис. 9.1. Схема нелинейного устройства с квадратичной характеристикой

тем точнее аппроксимация. Для того чтобы прибор измерял и несимметричные напряжения (без постоянной составляющей), на входе схемы рис. 9.1, в включен симметричный трансформатор и первые диоды включены по схеме двухполупериодного выпрямителя. Показания измерительного прибора соответствуют зависимости $i = a_2 u^2$.

Вольтметры, нелинейное устройство которых имеет квадратичную характеристику, называют **к в а д р а т и ч н ы м и**.

2. *Нелинейный элемент с линейным участком характеристики.* Примером устройств данного типа может служить двухполупериодный выпрямитель (рис. 9.2). Ток через прибор протекает в одном направлении в течение обоих полупериодов измеряемого напряжения: при положительном полупериоде — по цепи диод D_1 — прибор — D_4 , при отрицательном — D_2 — прибор — D_3 . Зависимость тока в диагонали моста от приложенного напряжения определяют соотношением

$$i = \begin{cases} au, & u > 0, \\ -au, & u < 0. \end{cases} \quad (9.9)$$

Зависимость (9.9) справедлива при большом значении приложенного напряжения. Постоянная составляющая тока в диагонали определяется соотношением

$$I = \frac{a}{T} \int_0^T |u(t)| dt = bu_{\text{ср.в}} \quad (9.10)$$

и пропорциональна средневывпрямленному значению напряжения, подводимого к нелинейному устройству. Эта зависимости имеет место при любой форме измеряемого напряжения.

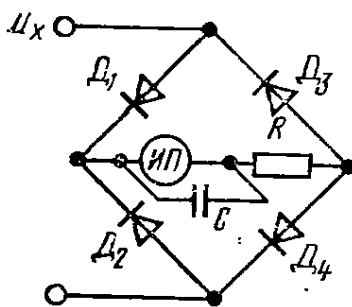


Рис. 9.2. Детектор средневывпрямленного значения

Характеристики реальных нелинейных элементов не имеют строго линейного участка, как это учитывается формулой (9.9). Сила тока, протекающего через диод при положительном значении измеряемого напряжения, $i \approx u / (R_{\text{пр}}(u) + r)$, где $R_{\text{пр}}(u)$ — сопротивление открытого диода, зависящее от приложенного напряжения; r — сопротивление показывающего измерительного прибора. Начальный участок характеристики ближе к квадратичному. Поэтому и выражение для постоянной составляющей тока нельзя точно определить формулой (9.10). Появится погрешность измерений, величина которой тем меньше, чем ближе к линейной характеристика элемента на рабочем участке. Для улучшения линейности вольт-

амперной характеристики в диагональ моста включают добавочный резистор $R_{\text{доб}}$, величина которого много больше внутреннего сопротивления диода в открытом состоянии.

В этом случае прямой ток через диод $i' = \frac{u}{R_{\text{пр}}(u) + r + R_{\text{д}}}$. Так как $R_{\text{д}} \gg R_{\text{пр}}(u)$, то можно считать, что $R_{\text{д}} + r + R_{\text{пр}}(u) = \text{const}$. Следовательно, зависимость прямого тока от напряжения близка к линейной. Уменьшение чувствительности, которое будет при включении сопротивления, можно компенсировать введением дополнительного усиления. Резистор $R_{\text{д}}$ с конденсатором, шунтирующий показывающий прибор, представляет собой фильтр, наличие которого уменьшает значение тока высших гармоник, протекающего через прибор. Вольтметры, содержащие линейный детектор, называют обычно *линейными*.

3. *Нелинейный элемент с устройством памяти.* Для измерения пиковых (амплитудных) значений напряжения в нелинейное устройство необходимо ввести элемент, запоминающий максимальное (за период или за время накопления) значение измеряемого напряжения. Таким элементом может быть емкость, заряжаемая через диод до пикового значения приложенного напряжения. Можно выделить две основные схемы построения нелинейного устройства: с открытым и закрытым входом (рис. 9.3, а, б). Первая схема представляет собой последовательный детектор с открытым входом, вторая — параллельный детектор с закрытым входом.

В схеме с открытым входом (рис. 9.3, а) при гармоническом измеряемом напряжении происходит зарядка конденсатора C через малое прямое сопротивление диода и внутреннее сопротивление источника R_i при положительных полупериодах приложенного напряжения. При отрицательных полупериодах конденсатор разряжается через большое сопротивление R . Постоянная времени разрядки много больше постоянной времени зарядки, поэтому напряжение на конденсаторе возрастает. В установившемся режиме конденсатор заряжен до напряжения, близкого к амплитудному значению, т. е. $u_c = U_m$. Подзарядка происходит только в течение малой части периода, характеризуемого углом отсечки. В эти моменты времени измеряемое напряжение превышает напряжение на емкости. Среднее значение напряжения на конденсаторе всегда меньше напряжения U_m на величину $\Delta u = U_{\max} \cos \theta$, где угол отсечки $\theta = \sqrt{3\pi R_{\text{пр}}/R}$. Так как всегда $R_{\text{пр}} > 0$, а R не стремится к бесконечности, то $\Delta u \neq 0$ и $u_c < U_{\max}$.

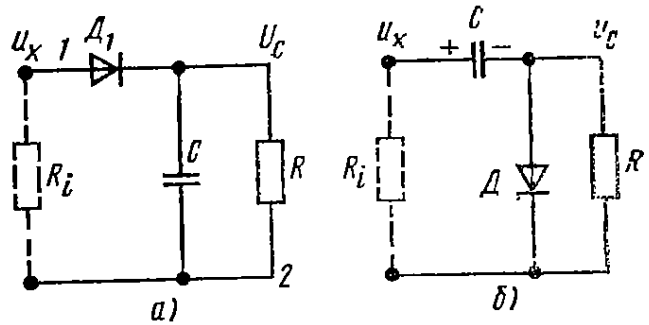


Рис. 9.3. Нелинейные устройства пиковых вольтметров:
а — с открытым входом; б — с закрытым входом

Если напряжение, приложенное к линейному устройству, содержит постоянную составляющую, т. е. $u_x = u_0 + U_{\max} \sin \omega t$, то конденсатор C зарядится почти до максимального значения суммарного напряжения, т. е. $u_c \approx u_0 + U_{\max}$. Показания вольтметра будут соответствовать максимальному значению суммарного приложенного напряжения, что характерно для вольтметров с открытым входом.

В схеме с закрытым входом (рис. 9.3, б) зарядка конденсатора происходит через сопротивление диода и внутреннее сопротивление источника напряжения R_i . При гармоническом измеряемом напряжении в установившемся режиме $u_c = U_{\max}$ (полярность напряжения u_c показана на рис. 9.3, б). Разрядка конденсатора происходит через большое сопротивление R и сопротивление R_i . При этом напряжение на сопротивлении R меняется во времени по закону $u_R = u_x - u_c = U_{\max} \sin \omega t - u_c$. Если синусоидальное напряжение достигает максимума при положительном полупериоде, то $u_R \approx 0$. При отрицательном максимуме $u_R \approx -2U_{\max}$. Таким образом, в установившемся режиме на сопротивлении R имеется пульсирующее напряжение, изменяющееся в интервале от 0 до $-2U_m$. Устройства, включенные за сопротивлением R , выделяют постоянную составляющую напряжения, равную U_{\max} .

Если напряжение, приложенное к нелинейному элементу, содержит постоянную составляющую, т. е. $u_x = u_0 + U_m \sin \omega t$, то $u_c \approx u_0 + U_{\max}$. В установившемся режиме при положительном максимуме приложенного напряжения $u_R = u_x - u_c \approx 0$, при отрица-

тельном полупериоде $u_R \approx -2U_{\max}$. Наличие постоянной составляющей во входном напряжении не влияет на напряжение, падающее на сопротивление R . Следовательно, вольтметр с закрытым входом не реагирует на постоянную составляющую входного напряжения, а измеряет напряжение без постоянной составляющей.

Важным параметром нелинейного устройства является входное активное сопротивление. Для устройств с открытым входом (последовательный детектор) оно определяется соотношением $R_{\text{вх}0} \approx R/(2k)$, а с закрытым (параллельный детектор) — соотношением $R_{\text{вх}3} \approx R/(2k+1)$, где k — постоянный коэффициент. В режимах работы диодных детекторов электронных вольтметров $k \rightarrow 1$. Поэтому в первом приближении $R_{\text{вх}0} \approx R/2$; $R_{\text{вх}3} \approx R/3$.

К основным блокам вольтметра кроме нелинейного устройства относятся усилители и показывающий измерительный прибор. В схемах вольтметров применяют усилители постоянного и переменного напряжений. Усилители постоянного напряжения включаются за нелинейным устройством и выполняют две основные функции: 1) обеспечивают получение мощности, необходимой для приведения в действие электромагнитного механизма стрелочного прибора, включаемого на выходе вольтметра; 2) обеспечивают согласование малого входного сопротивления стрелочного прибора с большим выходным сопротивлением нелинейного устройства.

Основные требования к усилителям постоянного напряжения: а) постоянство коэффициента усиления и б) малый дрейф нуля, т. е. малые флуктуации уровня выходного напряжения, соответствующего отсутствию измеряемого напряжения. Усилители обычно выполняют по мостовой схеме с отрицательной обратной связью.

Усилители переменного напряжения необходимы в тех случаях, когда вольтметр предназначен для измерения малых переменных напряжений. Они включаются перед нелинейным устройством. Усилители должны иметь постоянное значение коэффициента усиления в полосе пропускаемых частот и высокую стабильность параметров во времени, а также малые нелинейные искажения. Эти требования обеспечиваются рядом мероприятий, в том числе введением глубокой отрицательной обратной связи.

Вольтметры, входные устройства которых содержат усилители, могут измерять малые напряжения, но работают обычно в сравнительно узкой полосе частот, определяемой частотной характеристикой входного усилителя. Вольтметры, в которых измеряемое напряжение подается на нелинейное устройство без предварительного усиления, могут работать в широкой полосе частот (до тысячи мегагерц), но имеют значительно меньшую чувствительность. Наименьшее значение измеряемого напряжения определяется условиями работы нелинейного устройства и составляет обычно доли вольт.

Отсчет значения измеряемого напряжения производят с помощью стрелочных приборов или цифровых устройств. В элек-

тронных вольтметрах в качестве стрелочного прибора широко применяют магнитоэлектрические микроамперметры, позволяющие обеспечить работу при малых токах во всех функциональных частях вольтметра.

§ 9.3. Измерение среднеквадратического значения напряжения

Показания вольтметра, измеряющего среднеквадратическое значение напряжения, зависят от закона изменения этого напряжения во времени. Рассмотрим частные случаи, имеющие практический интерес.

Гармоническое измеряемое напряжение. Среднеквадратическое значение гармонического напряжения измеряют электронным вольтметром с квадратичным, линейным или пиковым детектором. В квадратичном вольтметре постоянная составляющая тока, протекающего через нелинейный элемент, пропорциональна квадрату действующего значения приложенного напряжения (9.8). Шкала прибора квадратичная. Градуировка производится по среднеквадратическому значению гармонического напряжения.

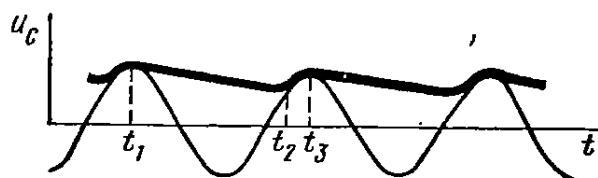


Рис. 9.4. Форма напряжения на емкости

В линейном вольтметре постоянная составляющая тока пропорциональна среднему выпрямленному значению измеряемого напряжения. При гармоническом измеряемом напряжении эти значения связаны между собой соотношением $U = 1,11 u_{срв}$. Шкала прибора линейная и градуируется обычно по среднеквадратическому значению гармонического напряжения.

Градуировка прибора справедлива только для рабочего интервала частот. В области низких частот сопротивление переходных емкостей во входной цепи вольтметра возрастает. Это приводит к тому, что напряжение, приложенное к нелинейному устройству, оказывается меньше измеряемого. Появляется дополнительная погрешность при измерении низкочастотных напряжений. На высоких частотах погрешность измерений возрастает из-за влияния паразитных емкостей и индуктивностей.

В импульсных вольтметрах показания соответствуют пиковым значениям измеряемого напряжения. Градуировку производят по амплитудному или среднеквадратическому значению гармонического напряжения. При гармоническом измеряемом напряжении по измеряемому амплитудному значению напряжения можно определить действующее и среднее выпрямленное значения напряжений, пользуясь известными коэффициентами амплитуды и формы:

$$U = U_{\max} / k_a = U_{\max} / 1,41; u_{срв} = U_{\max} / (k_a k_\phi) = U_{\max} / (1,41 \cdot 1,11).$$

При измерении в области низких частот погрешность может быть значительной. Рассмотрим возможные погрешности в пиковом вольтметре с открытым входом, схема которого изображена на рис. 9.3, а. В установившемся режиме зависимость напряжения u_c от времени показана на рис. 9.4. На участке $t_1—t_2$ происходит разряд емкости C через сопротивление R по закону $u_c = U_m e^{-t/\tau_p}$, где $\tau_p = RC$. Разложим показательную функцию в ряд. Так как постоянная времени разряда велика по сравнению с периодом измеряемого напряжения, то можно ограничиться первыми двумя слагаемыми ряда. Зависимость напряжения на емкости от времени при разряде (на участке $t_1—t_2$) можно считать прямолинейной, т. е. $u_c(t) = U_m e^{-t/\tau_p} = U_m (1 - t/\tau_p)$. За время $t_2—t_3$ емкость заряжается. Постоянная времени заряда $R_i C$ мала по сравнению с периодом измеряемого напряжения. Поэтому можно считать, что u_c растет по такому же закону, как и напряжение на входе (для высоких частот это допущение несправедливо).

Таким образом, напряжение на емкости во времени меняется по следующему закону:

$$u_c(t) = \begin{cases} U_m \left[1 - \frac{1}{\tau_p} (t - t_1) \right], & t_1 < t < t_2, \\ U_m \sin \omega t, & t_2 < t < t_3. \end{cases} \quad (9.11)$$

Найдем среднее значение этого напряжения (постоянную составляющую), пользуясь разложением в ряд Фурье:

$$u_{c0} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} u_c(t) dt = \frac{U_m}{T} \left[t - \frac{(t-t_1)^2}{2\tau_p} \right] \Big|_{t_1}^{t_2} + \frac{U_m}{T} \int_{t_2}^{t_1+T} \sin \omega t dt.$$

Так как время зарядки конденсатора мало по сравнению с периодом измеряемого напряжения, а подынтегральная функция мало меняется во времени, то вторым слагаемым можно пренебречь. На том же основании можно считать, что $t_2 - t_1 \approx T$. В результате получаем

$$u_{c0} \approx U_m \left[1 - T/(2\tau_p) \right] = \sqrt{2} u_n \left[1 - T/(2\tau_p) \right], \quad (9.12)$$

при $T/\tau_p \ll 1$ $u_{c0} \approx U_m$.

Погрешность измерений определяется слагаемым $T/(2\tau_p)$. В области низких частот ($f < 20$ Гц) трудно обеспечить условие $T/\tau_p \ll 1$. Погрешность измерений в этом случае может быть значительной. При измерении гармонического напряжения среднеквадратическое значение можно определить по показаниям выходного прибора. Если градуировка вольтметра произведена по амплитудному или средневыврявленному напряжению, то среднеквадратическое значение напряжения легко вычислить. Амплитудное и средневыврявленное напряжение также можно вычислить по измеренному среднеквадратическому значению напряжения.

Периодическое напряжение сложной формы. Показание квад-

ратичного вольтметра в этом случае соответствует среднеквадратическому значению измеряемого напряжения. Действительно, представим напряжение сложной формы в виде ряда Фурье:

$$u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_{mk} \sin(k\omega t + \varphi_k).$$

Найдем выражение для постоянной составляющей тока в цепи детектора с квадратичной характеристикой вида $I = a_1 u + a_2 u^2$:

$$I_0 = \frac{a_1}{T} \int_0^T \sum_k U_{mk} \sin(k\omega t + \varphi_k) dt + \frac{a_2}{T} \int_0^T \left[\sum_k U_{mk} \sin(k\omega t + \varphi_k) \right]^2 dt.$$

Первый интеграл равен нулю, во втором отличны от нуля только слагаемые, не содержащие тригонометрических множителей. В результате получаем

$$I_0 = \frac{a_2}{2} \sum_k U_{mk}^2 = a_2 \sum_k u_k^2, \quad (9.13)$$

где u_k — среднеквадратическое значение напряжения k -й гармонической составляющей.

Учитывая, что $\sum_k u_k^2 = u_{\text{д}}^2$ есть среднеквадратическое значение напряжения сложной формы, определяем

$$I_0 = a_2 u_{\text{д}}^2, \quad (9.14)$$

т. е. постоянная составляющая тока пропорциональна квадрату среднеквадратического значения напряжения сложной формы. Следовательно, градуировка квадратичного вольтметра в действующих значениях не зависит от формы измеряемого напряжения. Градуировка, выполненная по среднеквадратическому значению гармонического напряжения, справедлива и при измерении напряжения сложной формы.

Пиковое и средневыпрямленное значения несинусоидального напряжения можно вычислить по показаниям квадратичного вольтметра [см. формулу (9.5)], но для этого необходимо знать коэффициенты формы и амплитуды.

Шумовое напряжение. Среднеквадратическое значение шумового напряжения можно измерить с помощью квадратичного вольтметра. Градуировка вольтметра с квадратичным детектором не зависит от формы напряжения, а следовательно, справедлива и в данном случае.

При измерении шумовых напряжений необходимо учитывать ряд требований.

1. Шумовое напряжение может иметь большие выбросы, превышающие в 3—4 раза и более среднеквадратическое значение этого напряжения. Поэтому протяженность квадратичного участка характеристики детектора должна быть большой. Не должно быть

ограничения шумового напряжения в усилителях, включенных до нелинейного устройства. Ограничение полностью устранить невозможно, так как шумовое напряжение может иметь и большое значение. Но вероятность появления больших выбросов мала. Амплитудная характеристика входного усилителя должна быть линейной до уровня, вероятность превышения которого шумовым напряжением невелика. Обычно этот уровень выбирают равным утроенному среднеквадратическому значению напряжения.

2. Спектральная плотность шумового напряжения обычно занимает широкую полосу частот. Усилители, включенные до нелинейного устройства, не должны вносить линейных искажений.

3. При измерении показания выходного прибора вольтметра определяются реализацией исследуемого процесса за конечное время накопления [время T в формуле (9.2)], т. е. вольтметр измеряет среднеквадратическое значение отдельных реализаций шумового напряжения. Пусть исследуемый шум — стационарный эргодический случайный процесс и его математическое ожидание и дисперсия не зависят от времени. Показания вольтметра различны для разных реализаций, т. е. имеет место ошибка измерений, обусловленная конечностью времени накопления. Разброс показаний вольтметра от одной реализации к другой тем меньше, чем больше время накопления. При этом ошибка измерений также уменьшается. Для обеспечения требуемого времени усреднения в схеме вольтметра необходимо иметь фильтр, включаемый после нелинейного элемента. Роль такого фильтра может выполнять подвижная часть электромеханического прибора.

Итак, измерение напряжений, меняющихся во времени по гармоническому закону, может выполняться вольтметрами различных типов. При измерении негармонических напряжений (в том числе и шумовых) важно, чтобы характеристика нелинейного элемента соответствовала значению напряжения, которое требуется измерить. Иными словами, надо применять квадратичный вольтметр при измерении среднеквадратического значения напряжения, линейный — при измерении средневыпрямленного напряжения, импульсный — при измерении амплитудного. Спектр измеряемого напряжения должен находиться в полосе рабочих частот вольтметра.

§ 9.4. Особенности измерения импульсных и высокочастотных напряжений

Импульсные напряжения измеряют с помощью импульсных вольтметров. Рассмотрим некоторые виды погрешностей, появление которых возможно в схеме с закрытым входом (см. рис. 9.3, б). Конденсатор заряжается через нелинейный элемент за время импульса до напряжения u_c . Затем происходит разряд через сопротивление R и внутреннее сопротивление источника импульсного напряжения. По значению постоянной составляющей напряжения на сопротивлении R судят об амплитуде импульсов. Интерес пред-

ставляют: 1) зависимость между напряжением на конденсаторе и амплитудой импульса; 2) зависимость между напряжением на конденсаторе и постоянной составляющей напряжения на сопротивлении R . Рассмотрим измерение амплитуды видеоимпульсов.

Полагаем, что постоянная времени разряда конденсатора велика, т. е. $T_p = RC \gg T$, где T — период следования импульсов; T_3 — постоянная времени заряда конденсатора. При $T_3 \ll \tau$, где τ — длительность импульса, конденсатор успевает практически полностью зарядиться за время существования импульса. При этом $u_c \approx U_m$. В противном случае $u_c < U_m$.

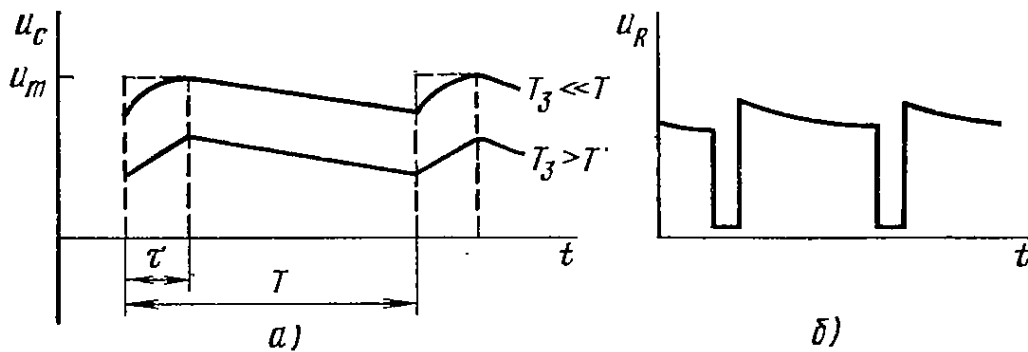


Рис. 9.5. Формы напряжений

Рассмотрим работу входной цепи при измерении амплитуды прямоугольных импульсов (рис. 9.5). При $T_p \gg T$ напряжение на емкости мало меняется в течение периода измеряемого напряжения (рис. 9.5, а). Поэтому в первом приближении можно считать $u_c \approx u_{c0} = \text{const}$, где u_{c0} — постоянная составляющая напряжения на емкости. В установившемся режиме заряд, получаемый конденсатором за время τ , равен заряду, теряемому за время $T - \tau$, т. е.

$$Q_3 = Q_p; \quad (9.15)$$

при заряде

$$Q_3 = \int_0^{\tau} i_3(t) dt \approx \frac{U_m - u_{c0}}{R_i} \tau,$$

при разряде

$$Q_p = \int_{\tau}^T i_p dt \approx \frac{u_{c0}}{R} (T - \tau).$$

На основании соотношения (9.15) получаем

$$u_{c0} [R_i (T - \tau) + R\tau] = U_m R \tau.$$

Отсюда

$$u_{c0} = \frac{U_m}{1 + \frac{R_i}{R} \frac{T - \tau}{\tau} - \frac{R_i}{R}}.$$

Учтем что $R_i \ll R$; $R_i/R = T_3/T_p$, где $T/\tau = q$ — скважность импульсов. Для u_{c0} находим приближенное выражение

$$u_{c0} \approx U_m / \left(1 + \frac{T_3}{T_p} q\right). \quad (9.16)$$

Величина u_{c0} зависит как от параметров вольтметра (T_3, T_p), так и от параметров импульсов (T, τ, U_m). При $\frac{T_3}{T_p} q \ll 1$ $u_{c0} \approx U_m$.

Погрешность за счет неполного заряда конденсатора определяют выражением

$$\Delta_1 = \frac{U_m - u_{c0}}{U_m} = \frac{1}{1 + \frac{1}{q} \frac{T_p}{T_3}}. \quad (9.17)$$

Погрешность Δ_1 , как и следует из формулы (9.17), можно уменьшить, увеличивая резистор в цепи разряда R . Однако значение сопротивления этого резистора ограничено рядом факторов:

1) допустимой инерционностью прибора; при большом значении R показания вольтметра после его отключения медленно спадают (в схемах вольтметров иногда предусматривается шунтирование резистора R с помощью специальной кнопки сброса показаний);

2) значением обратного сопротивления диода и сопротивлением изоляции конденсатора, определяющим токи утечки, которые должны быть много меньше разрядного тока.

В зависимости от типа нелинейного устройства (на лампах или полупроводниковых элементах) сопротивление резистора колеблется в пределах 10^6 — 10^9 Ом.

Рассмотрим зависимость между средними значениями напряжения на конденсаторе и резисторе R . Ток через резисторы протекает только при разряде конденсатора C . При заряде это сопротивление шунтировано внутренним сопротивлением диода, напряжение на котором весьма мало, т. е. за период входного напряжения ток через сопротивление протекает в течение времени $T - \tau$ (рис. 9.5, б).

Среднее значение тока, протекающего через сопротивление R при разряде, равно $i_p = u_{c0}/R$. Поэтому постоянная составляющая напряжения на сопротивлении R

$$u_R = \frac{1}{T} \int_0^{T-\tau} u_c(t) dt = u_{c0} \left(1 - \frac{\tau}{T}\right). \quad (9.18)$$

Погрешность измерений определяют выражением

$$\Delta_2 = (u_{c0} - u_R)/u_{c0} = \tau/T. \quad (9.19)$$

Для импульсов малой длительности, когда $\tau/T \ll 1$, можно считать $u_R \approx u_{c0}$. При импульсах большой длительности ошибка может быть значительной. Систематические погрешности Δ_1 и Δ_2 опреде-

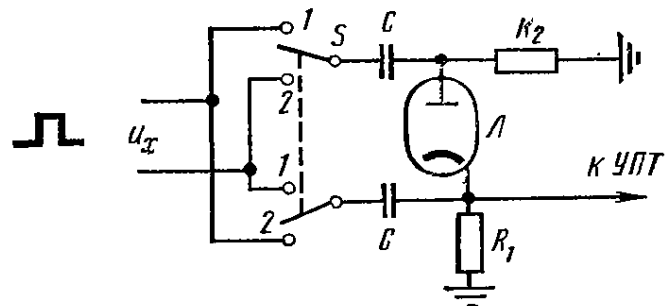
ляют в сумме результирующую погрешность при измерении импульсных напряжений.

В схеме на рис. 9.3, б возможно измерение амплитуды только положительных импульсов, для отрицательных необходимо обратное включение диода. Схема на рис. 9.6 позволяет измерять амплитуды положительных и отрицательных импульсов.

При измерении положительных импульсов переключатель устанавливается в положение 1. За время импульса конденсаторы C

Рис. 9.6. Нелинейное устройство пикового вольтметра:

1 — положение при измерении положительных импульсов; 2 — положение при измерении отрицательных импульсов



заряжаются через нелинейный элемент (диод), разряд происходит через сопротивления R_1 и R_2 за время $T - \tau$. Постоянная составляющая напряжения на сопротивлении R_1

$$u_R = u_{c0}(1 - \tau/T) \approx U_m(1 - \tau/T).$$

Напряжение u_R равно напряжению импульса, отсчитываемому от среднего значения этого импульсного напряжения. В положении 2 переключателя напряжение подводится к цепи CR_1R_2C . Постоянная составляющая напряжения на сопротивлении R в этом случае равна среднему значению импульсного напряжения. Сумма первого и второго измерений равна амплитудному напряжению исследуемых импульсов. Аналогично протекают процессы при измерении отрицательных импульсов.

При исследовании радиоимпульсов процессы в схеме протекают так же, как и при измерении видеоимпульсов. При этом заряд конденсатора происходит только при положительных полупериодах несущей частоты. Погрешность Δ_1 [см. равенство (9.17)] в этом случае может возрасти.

При измерении импульсных напряжений необходимо иметь в виду, что спектр частот, занимаемый импульсами, бывает широким ($\Delta f \approx 1/\tau$), особенно спектр радиоимпульсов малой длительности. Составляющие спектра могут находиться в области высоких частот, на которых появляются дополнительные погрешности.

При измерении напряжений высокой частоты появляется погрешность, обусловленная влиянием следующих факторов: а) входными емкостями детектора, емкостью и индуктивностью монтажа; наличие этих емкостей приводит к резонансным явлениям; при этом напряжение, приложенное к конденсатору и диоду, не равно измеряемому напряжению, как это имеет место на низких частотах; б) инерционностью носителей заряда; например, время пролета электронов между катодом и анодом электронной лампы мало, но это конечная величина. На низких частотах приложенное

напряжение не меняется за время, в течение которого электроны летят от катода к аноду. На высоких частотах приложенное напряжение изменится за время пролета электронов. При соизмеримости времени пролета электронов и периода измеряемого напряжения появляется дополнительная погрешность измерений.

Для уменьшения погрешности первого вида необходимо частоту резонанса входной цепи удалить от диапазона рабочих частот вольтметра и предельно уменьшить длину соединительных проводов. Для этого нелинейное устройство выполняют в виде отдельного выносного блока, который можно непосредственно подключать в точках, где измеряется напряжение. При этом максимально снижаются емкости и индуктивности соединительных проводников. Иногда измеряемое напряжение подается на вход вольтметра через отрезок длинной линии. Следует подчеркнуть, что резонансные процессы во входной цепи приводят к завышению значения измеряемого напряжения.

Инерционность электронов ведет к тому, что вольтметр показывает заниженное значение измеряемого напряжения, причем занижение тем больше, чем выше частота. Время пролета электронов уменьшается при увеличении напряжения между катодом и анодом, т.е. при увеличении напряжения $U_m - U_c$. Отсюда следует, что погрешность, обусловленная временем пролета электронов, будет тем меньше, чем больше амплитуда измеряемого напряжения.

Погрешности за счет резонанса и инерционности носителей заряда имеют противоположные знаки, и поэтому происходит их частичная (или полная) компенсация.

§ 9.5. Цифровые вольтметры

Цифровые вольтметры (ЦВ) наряду с частотомерами являются наиболее распространенными цифровыми приборами. Общая структурная схема цифрового вольтметра включает предварительный преобразователь измеряемого переменного напряжения в пропорциональное постоянное напряжение, аналого-цифровой преобразователь и цифровое отсчетное устройство (см. гл. 3). Если не учитывать предварительный преобразователь, то основные метрологические свойства (точность, быстродействие, помехозащищенность) цифровых вольтметров определяются способом преобразования измеряемого постоянного напряжения в дискретный сигнал измерительной информации. Поэтому цифровые вольтметры классифицируются в соответствии с используемым типом аналого-цифрового преобразователя (АЦП).

Различаются цифровые вольтметры прямого и уравнивающего преобразования (рис. 9.7).

Цифровые вольтметры *прямого* преобразования более просты по устройству, но имеют меньшую точность. Их делят на приборы с временным или частотным промежуточным преобразованием.

Среди приборов прямого преобразования выделяют интегрирующие цифровые вольтметры с повышенной помехозащищенностью.

В свою очередь, цифровые приборы *уравновешивающего* преобразования делят на цифровые вольтметры развертывающего

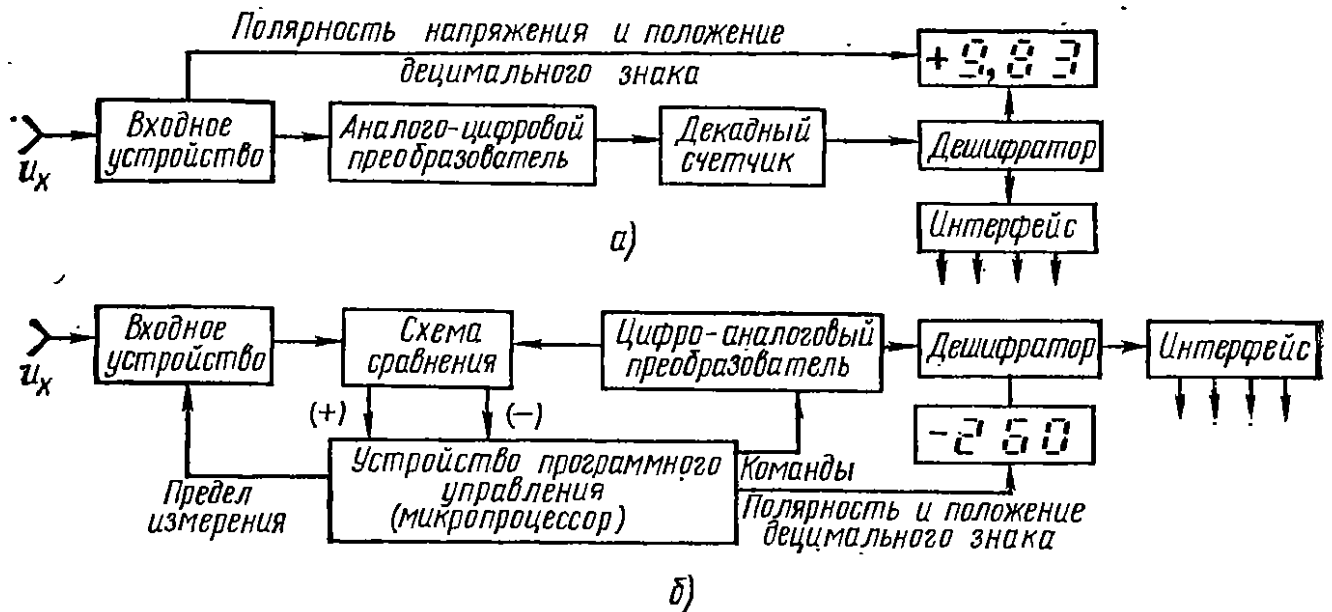


Рис. 9.7. Структурные схемы цифровых вольтметров:
 а — прямого преобразования; б — уравновешивающего преобразования

(циклического) и следящего преобразования. Для измерения переменного напряжения в структурную схему ЦВ включают предварительный преобразователь. Структурные схемы универсальных ЦВ содержат дополнительно преобразователи тока, сопротивления и других физических величин в пропорциональное напряжение постоянного тока.

ЦВ прямого преобразования. Функциональная схема ЦВ (рис. 9.7, а) включает: входное устройство, схему для определения полярности (знака) напряжения, устройство автоматического выбора предела измерения, АЦП, счетчик импульсов, дешифратор и цифровое отсчетное устройство. Входное устройство состоит из интегрирующего усилителя и делителя напряжения. Определение полярности измеряемого напряжения (рис. 9.8) основано на фиксации последовательности, в которой срабатывают две схемы сравнения при изменении пилообразного напряжения от $-E$ до $+E$. Одна из схем фиксирует момент (t^+ или t^-) равенства измеряемого и пилообразного напряжения, а вторая — момент t_0 равенства пилообразного напряжения нулю.

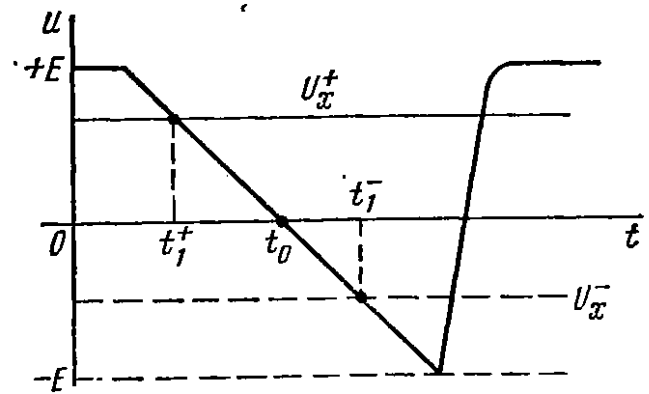


Рис. 9.8. Определение полярности измеряемого напряжения

Рассмотрим варианты построения структурных схем ЦВ прямого преобразования.

Цифровые вольтметры временного (временнo-импульснoгo) преобразования содержат АЦП с промежуточным преобразованием измеряемого напряжения в пропорциональный интервал времени (см. гл. 3). Дискретный сигнал измерительной информации на выходе преобразователя имеет вид последовательности счетных импульсов, число которых пропорционально квантованной величине одного дискретного отсчета входного напряжения.

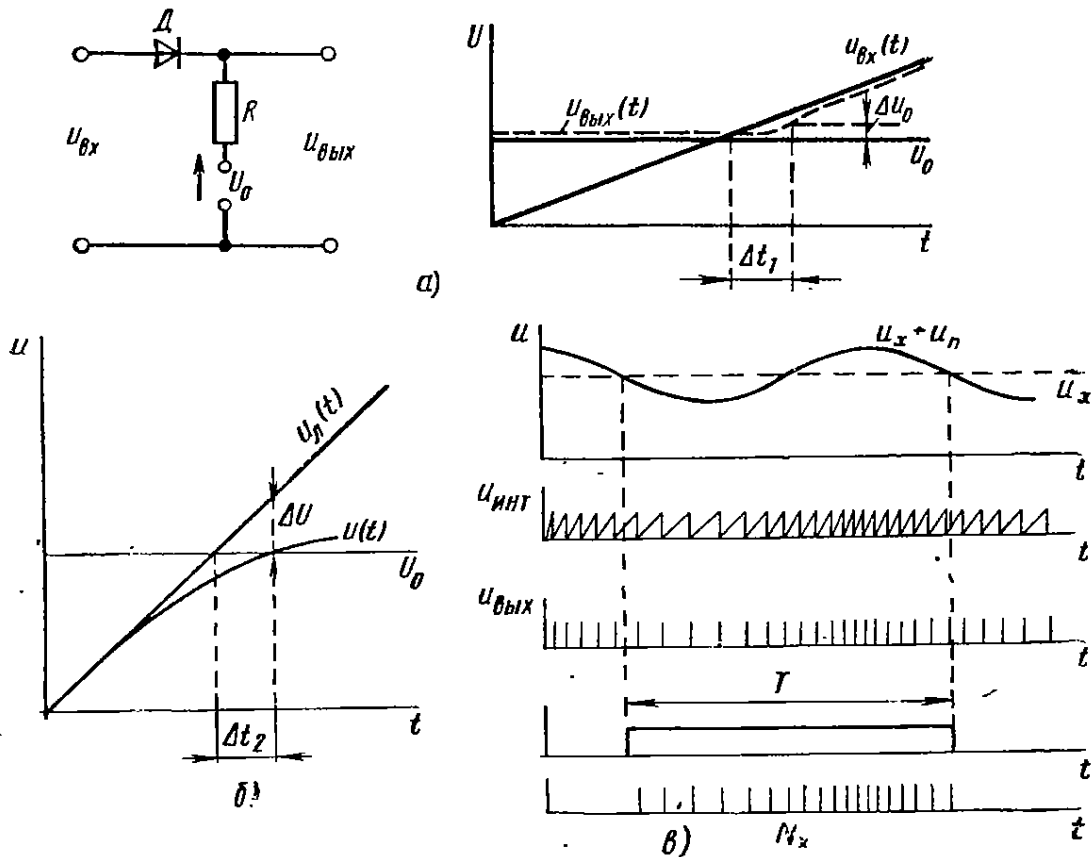


Рис. 9.9. Погрешности измерения цифровых вольтметров:

а — из-за порога чувствительности схем сравнения; б — из-за нелинейности пилообразного напряжения; в — эффект интегрирования помехи в цифровых вольтметрах с частотным преобразованием

Погрешность измерений определяется следующими факторами: дискретизацией, нестабильностью частоты счетных импульсов, наличием порога чувствительности у схемы сравнения и нелинейностью пилообразного напряжения, поступающего на схему сравнения.

Возникновение погрешности измерения из-за наличия порога чувствительности (зоны нечувствительности) схемы сравнения рассмотрим на примере ее простейшей реализации (рис. 9.9). Если считать, что равенство сравниваемых напряжений фиксируется в момент времени, когда выходное напряжение схемы получает приращение Δu_0 , то с учетом переходных процессов в цепи диода погрешность преобразования будет равна Δt_1 .

Соответственно погрешность промежуточного преобразования из-за нелинейности пилообразного напряжения (рис. 9.9, б) равна:

$\Delta t_2 = \Delta u / \text{tg } \alpha = \Delta u / (du_n / dt)$. Относительная погрешность приборов этого типа составляет $\pm 0,05\%$. Существенным недостатком рассмотренных приборов является их низкая помехозащищенность от внешних помех.

Интегрирующие ЦВ временного (временнoго) преобразования содержат АЦП двойного интегрирования с промежуточным преобразованием аналогового напряжения в интервал времени (см. гл. 3). Дискретный сигнал измерительной информации также имеет вид последовательности импульсов.

Полная погрешность измерений складывается из погрешностей за счет дискретизации, наличия порога чувствительности схемы сравнения, нестабильности частоты следования счетных импульсов. Приборы имеют повышенную помехозащищенность. Относительная погрешность измерений имеет порядок $\pm 0,005\%$. Приборы, как правило, многопредельные, с 3—7-значным цифровым отсчетным устройством. Разрешающая способность может достигать 0,1 мкВ.

Частотные интегрирующие ЦВ содержат АЦП с промежуточным частотным

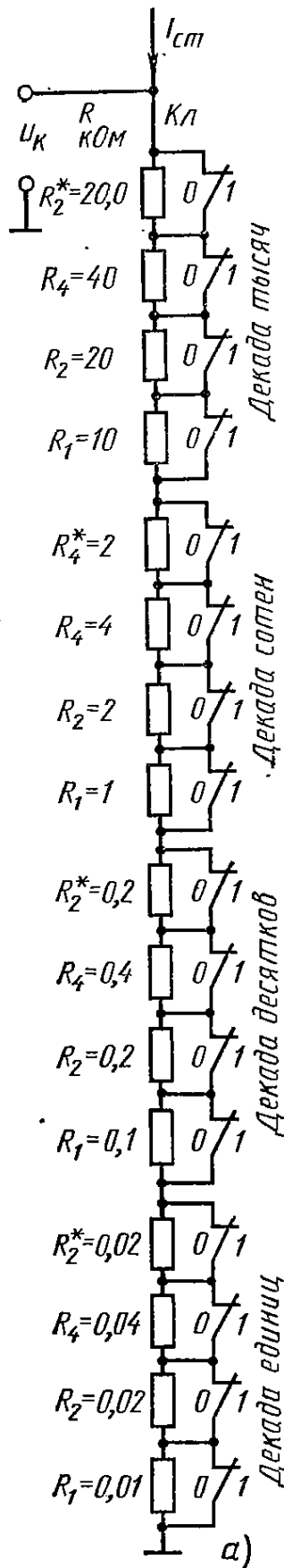
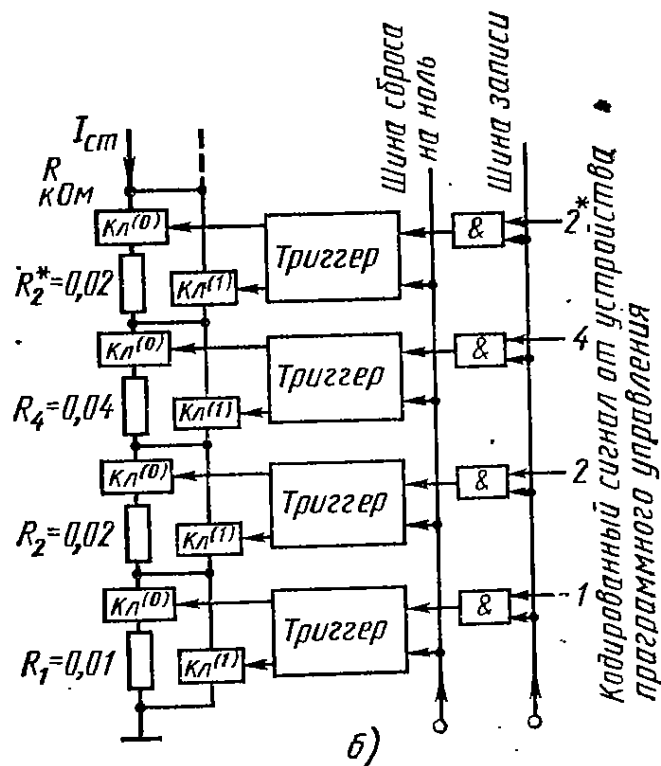


Рис. 9.10. Упрощенная схема цифро-аналогового преобразователя:

а — резистивная матрица с ключами; б — схема одной декады ЦАП (младший разряд)



преобразованием (см. гл. 3). Значение измеряемого напряжения определяется числом импульсов на выходе преобразователя за фиксированный интервал времени T . Рис. 9.9, в иллюстрирует эффект интегрирования при преобразовании входного напряжения, приводящий к ослаблению помех из-за наводок промышленной сети. Погрешность вольтметров данного типа имеет порядок $\pm 0,01\%$.

Недостатком интегрирующих вольтметров является относительно малое быстродействие вследствие того, что время интегрирования должно быть равно (или в целое число раз больше) периоду напряжения 50 Гц.

ЦВ уравнивающего преобразования (рис. 9.7, б) обладают высокой точностью. Это достигается за счет использования метода сравнения и введения в структурную схему ЦВ обратной связи. Напряжение обратной связи формируется цифро-аналоговым преобразователем (ЦАП). ЦАП (рис. 9.10) осуществляет преобразование внешних сигналов, представленных кодом $1-2-4-2^n$, в эквивалентное напряжение u_k постоянного тока. Он включает четыре декады: единиц, десятков, сотен и тысяч. Преобразователь состоит из прецизионных резисторов, образующих потенциометр, источника высокостабильного тока $I_{ст}$ и управляемых электронных ключей. Сопротивления резисторов выбраны в соответствии с принятым кодом входных сигналов. Веса различных декад учтены выбором соотношений однотипных резисторов. Переключение пределов измерений осуществляется дискретным изменением силы тока $I_{ст}$. Так, например, если $I_{ст} = 0,1$ мА, то предел равен 9,999 В. Положение десятичной запятой устанавливается одновременно с переключением предела измерений. В ЦВ используются ЦАП с числом декад от 3 до 8.

Помимо ЦАП функциональная схема ЦВ включает: входной интегратор и делитель измеряемого напряжения, схему сравнения, устройство программного управления, дешифратор (преобразователь двоично-десятичного кода в десятичный) и цифровое отсчетное устройство. Измеряемое напряжение u_x' после интегрирования в пределах одного периода напряжения промышленной частоты поступает на делитель. Напряжение с выхода делителя, равное u_x , поступает на схему сравнения. Одновременно на второй вход схемы поступает компенсирующее напряжение u_k , формируемое ЦАП. В зависимости от знака разности $u_x - u_k$ устройство программного управления изменяет компенсирующее напряжение u_k до тех пор, пока не наступит приблизительное равенство сравниваемых напряжений. Режимы ключей, соответствующие этому моменту, посредством дешифратора преобразуются в десятичное число, которое и фиксируется отсчетным устройством прибора как результат измерения. Алгоритм функционирования устройства управления должен обеспечить получение отсчета за минимальное число тактов управления. Одновременно это устройство осуществляет автоматический выбор предела измерений и определяет знак измеряемого напряжения.

Практическое применение находят два алгоритма уравнивания напряжений. В зависимости от выбора алгоритма ЦВ делят на приборы развертывающего и следящего уравнивания.

Процесс измерения и различие алгоритмов рассмотрим на примере измерения напряжения, равного $u_x = 3,275$ В.

ЦВ развертывающего уравнивания. Эти ЦВ имеют отличительную особенность — циклическое изменение u_k от нуля до максимального значения. Алгоритм программного управления определяет последовательность коммутации ключей ЦАП, а следовательно, и изменение напряжения u_k в зависимости от сигналов схемы сравнения.

После наступления приблизительного равенства u_x и u_k коммутация ключей прекращается. Сочетание их состояний является дискретным сигналом измерительной информации, который фиксируется цифровым отсчетным устройством. Для сокращения записи при рассмотрении динамики работы вольтметров будем условно

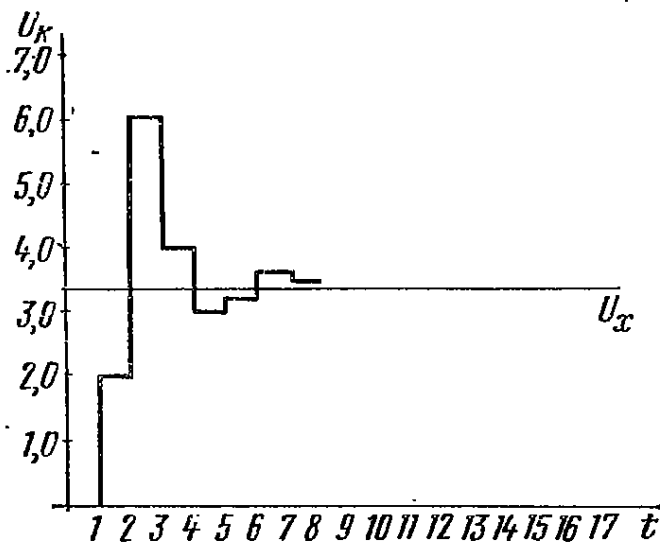


Рис. 9.11. График компенсирующего напряжения

обозначать включение отдельных резисторов в компенсирующую цепь ЦАП стрелкой, направленной вверх, выключение — стрелкой, направленной вниз; индексами «+» или «-» — соотношение между u_x и u_k на входе схемы сравнения. Отдельные этапы коммутации ключевых схем будем заключать в квадратные скобки, помечая около них десятичные разряды, к которым относятся коммутирующие ключи. Допустим, что перед началом очередного цикла измерения все резисторы были выключены из компенсационной цепи и ее выходное напряжение было равно нулю (рис. 9.11). Для повышения быстродействия процесс уравнивания начинают с включения резистора R_2^* старшей декады. После включения сравнивают компенсирующее напряжение u_k^1 с измеряемым напряжением u_x , и если окажется, что $u_k^1 > u_x$, то R_2^* отключается и одновременно включается резистор с меньшим сопротивлением.

Если же после первого включения окажется, что $u_k^1 < u_x$, то дополнительно включают резистор R_4 . Так продолжается до тех пор, пока не наступит равенство u_k и u_x . Последовательность включения резисторов для компенсации измеряемого напряжения $u_x = 3,275$ В можно представить следующей условной записью, разбитой на последовательные такты: $[(R_2^* \uparrow)_1^- + (R_4 \uparrow)_2^+ + (R_4 \downarrow, R_2 \uparrow)_3^{++} + (R_2 \downarrow, R_1 \uparrow)_4^-]_3 + [(R_2^* \uparrow)_5^- + (R_4 \uparrow)_6^+ + (R_4 \downarrow, R_2 \uparrow)_7^{++} + (R_2 \downarrow, R_1 \uparrow)_8^{++} + (R_1 \downarrow)_3^-]_2 + [(R_2^* \uparrow)_{10}^- + (R_4 \uparrow)_{11}^- + (R_2 \uparrow)_{12}^+ + (R_2 \downarrow, R_1 \uparrow)_{13}^-]_1 + [(R_2^* \uparrow)_{14}^- + (R_4 \uparrow)_{15}^+ + (R_4 \downarrow, R_2 \uparrow)_{16}^- + (R_1 \uparrow)_{17}^0]_0$.

Таким образом, в результате 17 последовательных проб оказались включенными в компенсационную цепь 9 резисторов: R_2^* (все разряды); R_4 (разряд десятков); R_2 (разряд единиц) и R_1 (разряд тысяч, десятков и единиц). Суммарное сопротивление резисторов равно 32,75 кОм. Так как сила тока, протекающего по цепи, выбрана равной 0,1 мА, то полученное при этом напряжение $u_k = 3,275$ В. Последняя величина действительно совпадает со значением измеряемого напряжения u_x . Комбинация включенных резисторов (ключей) является числовым эквивалентом u_x , представленным четырьмя разрядами двоично-десятичного кода $2^* 421$. Далее эта информация о величине u_x преобразуется в десятичный цифровой отсчет, который является результатом измерения (см. гл. 3).

Приборы следящего уравнивания. Рассмотрим последовательность включения резисторов при использовании следящей логики. По-прежнему будем считать, что $u_x = 3,275$ В и перед началом измерения все резисторы выключены, а $u_k = 0$. Процесс измерения разобьем на отдельные этапы.

Первый этап ($u_x > u_k$). Устройство сравнения при этом соотношении напряжений формирует сигнал, который условно обозначим знаком «+». Под воздействием этого сигнала блок программного управления будет последовательно включать резисторы в цепь начиная с младшей декады. Последнее будет сопровождаться повышением u_k от 0,000 до 3,999 В. На последнем шаге произойдет изменение соотношения между u_k и u_x и появится новый сигнал, который обозначим знаком «—».

Второй этап ($u_x < u_k$). На этом этапе происходит понижение напряжения u_k путем выключения всех сопротивлений последовательно в трех младших разрядах. При этом напряжение u_k проходит такие последовательные изменения: от 3,999 до 3,990 В, далее до 3,900 В и, наконец, до 3,000 В.

Третий этап ($u_x > u_k$). При этом вновь формируется сигнал «+» и происходит новое последовательное включение резисторов начиная с младшего разряда. В результате u_x возрастает до величины, равной 3,299.

Четвертый этап ($u_x < u_k$). Формируется сигнал «—», и происходит одновременное выключение всех резисторов двух младших декад. В результате напряжение u_k уменьшается до значения, равного 3,200 В.

Пятый этап ($u_x > u_k$). Вновь формируется сигнал «+» и происходит последовательное включение резисторов начиная с младшего разряда. При этом напряжение u_x возрастает от 3,200 до 3,279 В. Последний шаг пятого этапа приводит к изменению на обратное соотношение между u_x и u_k .

Шестой этап ($u_x < u_k$). Формируется сигнал «—», в результате которого выключаются все сопротивления младшей декады. Напряжение u_x изменяется от 3,279 до 3,270 В.

Седьмой этап ($u_x > u_k$). При этом вырабатывается сигнал «+» и начинается последовательное включение резисторов млад-

шей декады. Символически этот процесс можно изобразить так: $[(R_1 \uparrow)^+ + (R_1 \downarrow, R_2 \uparrow)^+ + (R_1 \uparrow)^+ + (R_1 \downarrow, R_2^* \uparrow)^+ + (R_1 \uparrow)^0]_0$.

При последнем включении резистора R_1 напряжение u_k принимает значение 3,275 В и устанавливается равенство между u_x и u_k . Дальнейшее поступление сигналов управления прекращается, а код, представленный положением ключевых схем компенсационной цепи, после дешифрования воспроизводится на отсчетном устройстве прибора. Из сравнения процедур измерения следует, что первая из рассмотренных логик обеспечивает большее быстродействие. Вместе с тем следящая логика также имеет преимущества. Допустим, что измеряемое напряжение u_x претерпевает небольшое изменение. Так, пусть новое значение $u_x = 3,277$ В. Очевидно, что в момент этого изменения появится сигнал «+» и после двух шагов вновь установится режим компенсации измеряемого напряжения. Или допустим, что измеряемое напряжение u_x приняло значение 3,274 В.

В этом случае будет выработан сигнал «—» и в соответствии с действующей программой будут выключены все резисторы младшей декады. Затем четырьмя последовательными шагами будет вновь восстановлено равенство напряжений. Таким образом, следящая логика быстро реагирует на малые изменения измеряемого напряжения. В то же время развертывающая (циклическая) логика каждое измерение начинает с последовательного изменения компенсирующего напряжения от нулевого уровня.

ЦВ следящего уравнивания целесообразно применять в тех случаях, когда необходимо фиксировать малые изменения контролируемого напряжения, а приборы развертывающего уравнивания — в разветвленных системах контроля с периодической коммутацией измеряемых напряжений.

ЦВ переменного напряжения. Рассматриваемые вольтметры отличаются от вольтметров постоянного напряжения наличием дополнительных преобразователей. Для преобразования переменного напряжения в пропорциональное постоянное применяют измерительные преобразователи выпрямительного или термоэлектрического типа (см. гл. 3).

В зависимости от типа преобразователя его выходное напряжение может быть пропорционально действующему, амплитудному или средневыпрямленному значению измеряемого напряжения. Так как характеристики дополнительных преобразований существенно влияют на метрологические свойства цифровых вольтметров, то применяют специальные меры для повышения точности и линейности преобразования, а также для расширения их частотного и динамического диапазонов. Так как погрешность измерительных преобразователей обычно лежит в пределах 0,1—0,01%, то точность измерения переменного напряжения цифровыми вольтметрами будет ниже точности измерения постоянного напряжения. Как правило, точность измерения зависит от частоты переменного напряжения. Указанная погрешность соответствует обычно частотному диапазону от десятков герц до десятков килогерц. Вне этих

пределов точность измерений падает. Верхний частотный предел цифровых вольтметров обычно не превосходит 30 МГц.

Цифровые мультиметры. Включение в структурную схему цифрового вольтметра дополнительных преобразователей позволяет превратить его в универсальный измерительный прибор-мультиметр. Цифровые мультиметры измеряют постоянное и переменное напряжение, силу тока, значение сопротивления резисторов, частоту электрических колебаний и т. д. При совместном использовании с осциллографом мультиметры позволяют измерять временные интервалы (период, длительность импульсов и т. д.).

Измерение постоянного тока I_x и сопротивления R_x осуществляется после их преобразования в пропорциональное постоянное напряжение. Измерение частоты при наличии универсального счетчика сводится к фиксации числа импульсов, поступивших на его вход за известный интервал времени T_c (см. гл. 7). Временные интервалы измеряют путем совмещения с характерными точками осциллограммы специальных яркостных меток, создаваемых мультиметром. Затем фиксируется число импульсов, поступивших на вход счетчика за измеряемый интервал времени. Счетные импульсы формируют из колебания кварцевого генератора.

Глава 10

ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ

§ 10.1. Измерение мощности в цепях постоянного и переменного тока

Мощность измеряют в пределах от 10^{-18} до 10^8 Вт во всем частотном диапазоне от постоянного тока до миллиметровых и более коротких длин волн. При измерениях наряду с абсолютными (ватт, милливатт и т. д.) широко используют относительные (логарифмические) единицы мощности. При этом измеряемую мощность P_x оценивают числом децибел, определяемым из соотношения

$$\alpha \text{ (дБ)} = 10 \log P_x/P_0, \quad (10.1)$$

где P_0 — мощность, принимаемая за исходный уровень. Практически значение P_0 выбирают равным 1 мВт или 1 Вт. В первом случае единица измерения 1 дБ·мВт, во втором — 1 дБ·Вт. В зависимости от соотношения P_x и P_0 значение α может быть положительным или отрицательным. Знак минус означает, что P_x меньше P_0 . Отметим, что относительные единицы измерения имеют ряд существенных преимуществ и применяются для оценки мощности источников радиотехнических сигналов, степени их усиления или ослабления, чувствительности приемных устройств, погрешностей измерений и т. д.

Активная составляющая мощности однофазного переменного тока

$$P = UI \cos \varphi, \quad (10.2)$$

где U , I — среднеквадратические значения напряжения и тока; φ — фазовый сдвиг между ними.

Если нагрузка чисто активная ($\varphi=0$), то мощность переменного тока

$$P=UI=I^2R_n=U^2/R_n. \quad (10.3)$$

Отметим, что при активной нагрузке электрическая энергия полностью преобразуется в теплоту и ее количество Q , выделяющаяся за 1 с, пропорционально подведенной мощности:

$$Q=kP_x, \quad (10.4)$$

где k — коэффициент пропорциональности.

Электрическую мощность можно измерять непосредственно с помощью приборов, называемых ваттметрами, или косвенно путем измерения величин, входящих в приведенные соотношения. Измерители мощности промышленной частоты наряду со счетчиками энергии служат основой действующей системы учета потребления электрической энергии в народном хозяйстве. Измерение мощности в диапазоне звуковых и высоких частот имеет ограниченное значение, так как на частотах до нескольких десятков мегагерц, как правило, удобнее измерять напряжения и токи, а мощность определять расчетным путем. На частотах свыше 100 МГц вследствие волнового характера процессов значения напряжения и токов теряют однозначность и результаты измерений начинают зависеть от места включения прибора. Вместе с тем поток мощности через любое поперечное сечение линии передачи всегда остается неизменным. По этой причине основным параметром, характеризующим режим работы устройства СВЧ, становится мощность.

Построение ваттметров в соответствии с формулами (10.2) и (10.3) основано на реализации операции умножения. Применение находят устройства прямого и косвенного перемножения. Примерами устройств прямого перемножения могут служить измерительные механизмы ваттметров электродинамической системы. Прямое перемножение можно также получить при использовании преобразователей Холла или специальных схем на униполярных (полевых) транзисторах. В устройствах косвенного перемножения произведение величин, входящих в формулу (10.2), осуществляют в результате использования других математических операций, таких, как сложение (вычитание), возведение в степень, логарифмирование, интегрирование и т. д.

В измерительной технике применяют схемы, выполненные на *квадраторах* — устройствах, выходная величина которых пропорциональна квадрату значений, приложенного ко входу. Подобную характеристику имеют термоэлектрические и выпрямительные (диодные) преобразователи, а также специальные нелинейные цепи, воспроизводящие требуемую квадратическую зависимость. На рис. 10.1 приведена структурная схема ваттметра на квадраторах, в основе которого лежит тождество

$$x_1x_2=\frac{1}{4}[(x_1+x_2)^2-(x_1-x_2)^2], \quad (10.5)$$

В схеме на квадраторах умножения исходных значений заменяют их сложением, вычитанием и возведением в квадрат. В ней кроме квадраторов используются суммирующие и вычитающие устройства, в качестве которых могут быть использованы операционные усилители.

Если $x_1 = U_m \sin \omega t$ и $x_2 = I_m R \sin (\omega t - \varphi)$, то напряжение на входе фильтра составит $4U_m I_m R \sin \omega t \sin (\omega t - \varphi)$. Положив $R = 1,0$ Ом и учтя соотношение для произведения синусов двух углов, имеем $2U_m I_m \cos \varphi - 2U_m I_m \cos (2\omega t - \varphi)$. Соответственно напряжение на выходе фильтра пропорционально измеряемой мощности.

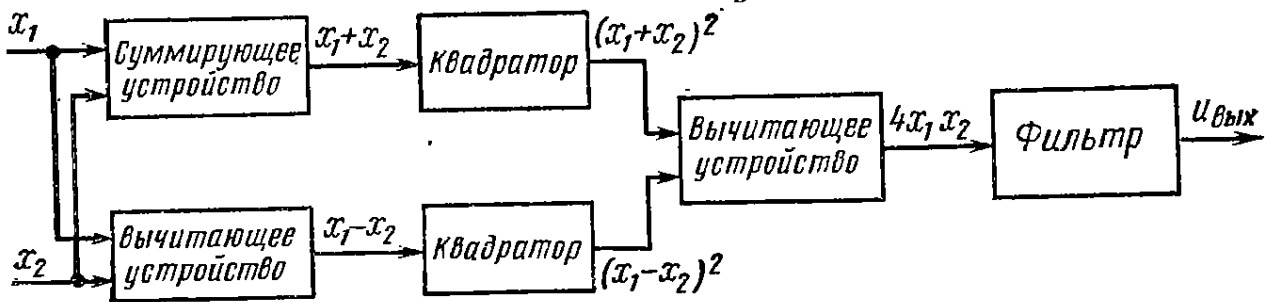


Рис. 10.1. Схема ваттметра на квадраторах

Существенным недостатком схем перемножения на квадраторах является необходимость полной идентичности их характеристик. Нарушение этого требования влечет за собой погрешность измерения. В практических схемах погрешность перемножения составляет несколько процентов.

Более высокую точность умножения обеспечивает операция интегрирования, которую применяют в точных измерительных преобразователях активной мощности промышленной частоты. Перемножение реализуют в два этапа. На первом этапе величину $x_1^{(i)}$ запоминают путем ее интегрирования в пределах строго определенного малого интервала времени t_u :

$$u_{x_1}^{(i)} = k_1 \int_0^{t_u} x_1^{(i)} dt \approx k_1 t_u x_1^{(i)},$$

где k_1 — коэффициент пропорциональности; t_u — постоянный интервал интегрирования; i — момент дискретизации перемножаемых величин.

На втором этапе реализуют два процесса. Величину $u_{x_1}^{(i)}$ преобразуют в пропорциональный интервал времени:

$$T_{x_1}^{(i)} = k_2 u_{x_1}^{(i)} = k_1 k_2 t_u x_1^{(i)},$$

где k_2 — коэффициент пропорциональности.

Практически эту операцию выполняют с помощью преобразования, аналогичного используемого в интегрирующих АЦП (см. гл. 3). Одновременно в пределах того же интервала времени $T_{x_1}^{(i)}$ осу-

щественно интегрирование второй перемножаемой величины $x_2^{(i)}$. Результат интегрирования определяет выражение

$$u_{\text{ВЫХ}} = k_3 \int_{t_u}^{t_u + T_{x_1}^{(i)}} x_2^{(i)} dt,$$

где k_3 — коэффициент пропорциональности.

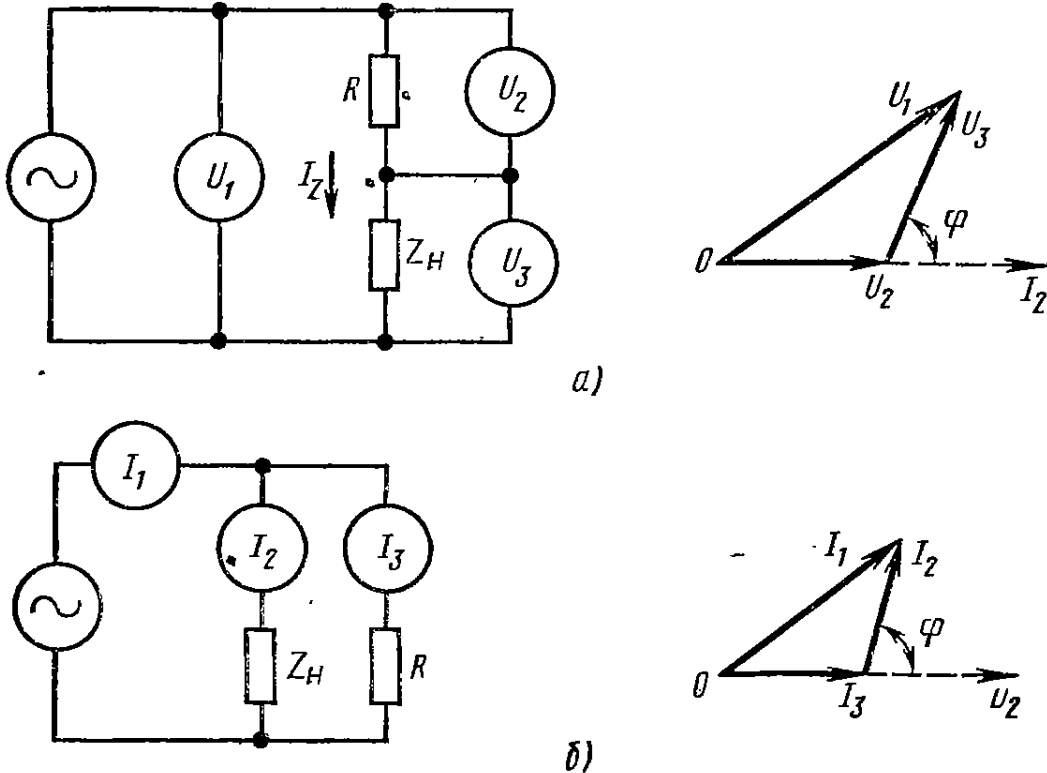


Рис. 10.2. Измерение мощности переменного тока: а — способ трех вольтметров; б — способ трех амперметров

Полагая, что $x_2^{(i)}$ в пределах $T_{x_1}^{(i)}$ постоянна, имеем

$$u_{\text{ВЫХ}} = k_3 x_2^{(i)} T_{x_1}^{(i)} = k_1 k_2 k_3 t_u x_1^{(i)} x_2^{(i)} = k x_1^{(i)} x_2^{(i)}, \quad (10.6)$$

где $k = k_1 k_2 k_3 t_u$ — коэффициент пропорциональности.

Таким образом, выходное напряжение пропорционально произведению входных величин.

Внедрение в измерительную технику микропроцессоров позволяет осуществлять операцию умножения программным путем. При этом определение активной мощности по измеренным мгновенным значениям тока и напряжения сведется к реализации соотношения

$$P = (1/T_{\text{пр}}) \int_0^{T_{\text{пр}}} u(t) i(t) dt \approx (1/T_{\text{пр}}) \sum_{k=1}^{T_{\text{пр}} F} u^{(k)} i^{(k)} \Delta t, \quad (10.7)$$

где $F = 1/\Delta t$ — частота дискретизации силы тока и напряжения; $T_{\text{пр}}$ — период промышленной частоты.

Практически частоту дискретизации выбирают в пределах нескольких десятков килогерц.

В диапазоне звуковых и высоких частот определение мощности, потребляемой произвольной нагрузкой \underline{Z}_H , можно выполнить в результате использования схем для измерения $\cos \varphi$ (рис. 10.2).

В первой схеме (способ трех вольтметров) последовательно с нагрузкой \underline{Z}_H включает дополнительный резистор R . Результаты измерения позволяют построить треугольник напряжений и из него определить

$$\cos \varphi = \frac{U_1^2 - U_2^2 - U_3^2}{2U_2U_3} \quad (10.8a)$$

Сопротивление резистора R должно иметь значение, близкое к значению $|\underline{Z}_H|$. Также желательно, чтобы внутренние сопротивления вольтметров во много раз превосходили значение $|\underline{Z}_H|$. По этой причине способ трех вольтметров используют в тех случаях, когда \underline{Z}_H достаточно мало.

Вторая схема (способ трех амперметров) в основном используется при достаточно больших значениях \underline{Z}_H . По показаниям амперметров строится треугольник токов, из которого определяют иско- мое значение $\cos \varphi$:

$$\cos \varphi = \frac{I_1^2 - I_2^2 - I_3^2}{2I_2I_3} \quad (10.8b)$$

Во второй схеме желательно использовать амперметры, собственное сопротивление которых мало по сравнению с величиной нагрузки $|\underline{Z}_H|$.

Способы измерения мощности СВЧ существенно отличаются от рассмотренных. Все они основаны на эквивалентном преобразовании энергии исходных электромагнитных колебаний в другой вид энергии, удобный для измерения. Средства измерения мощности СВЧ подразделяют на измерители поглощаемой и проходящей мощностей.

К первой группе относятся приборы, измеряющие мощность, рассеиваемую на активной нагрузке, являющейся частью самого измерительного прибора. Так как нагрузка должна полностью поглощать измеряемую мощность, то использование прибора возможно лишь при отключенном потребителе. Результат измерения будет точным, если входное сопротивление прибора согласовано с внутренним сопротивлением исследуемого генератора или волновым сопротивлением линии передачи.

Ко второй группе относятся приборы, измеряющие мощность, распространяющуюся по линии передачи при нормальной работе потребителя. В основе их принципа действия, как правило, лежит теорема Умова — Пойнтинга, согласно которой плотность потока мощности определяется векторным произведением напряженностей электрической \mathbf{E} и магнитной \mathbf{H} составляющих поля:

$$\mathbf{P} = \mathbf{E}\mathbf{H}^* \quad (10.9)$$

Знак * означает комплексную сопряженность.

§ 10.2. Калориметрический измеритель мощности СВЧ

Калориметрический способ — наиболее универсальный способ измерения мощности СВЧ в пределах от единиц милливатт до сотен киловатт. Обычно его используют при точных измерениях относительно больших мощностей. Способ основан на эквивалентном преобразовании измеряемой энергии СВЧ в теплоту и измерении приращения температуры калориметрического тела, поглотившего эту энергию. Энергия СВЧ может рассеиваться непосредственно в калориметрическом теле или на резистивной нагрузке, помещенной в нем. Вне зависимости от формы колебаний результатом измерения будет среднее значение мощности. Различают два вида калориметрических измерений: статический (адиабатический) и циркуляционный.

Статический измеритель (рис. 10.3) состоит из согласованной поглощающей нагрузки, калориметрического тела и измерителя температуры. Измеряемую мощность P_x по волноводу подводят к нагрузке, преобразуют в теплоту и нагревают калориметрическое тело. Связь между скоростью приращения температуры и значением измеряемой мощности определяется соотношением

$$P_x = \frac{cm(t_2 - t_1)}{0,24\Delta\tau} \approx 4,17cm \frac{t_2 - t_1}{\Delta\tau}, \quad (10.10)$$

где P_x — измеряемая мощность, Вт; 0,24 — тепловой эквивалент работы, кал/Дж; m — масса калориметрического тела, г; c — его удельная теплоемкость, кал/(г·град); $\Delta\tau$ — время измерения, с; $(t_2 - t_1)$ — приращение температуры, °С.

В качестве калориметрического (рабочего) тела используют воду.

Для получения высокой точности измерений необходимо обеспечить надежную теплоизоляцию калориметрического тела от окружающей среды. Для этого в подводящем волноводе предусмотрена теплоизолирующая секция.

Преимуществом способа является простота измерений. Предварительную градуировку ваттметра можно выполнить при рассеивании калиброванной мощности постоянного тока (или тока промышленной частоты). Основным недостатком способа является необходимость в периодическом отключении ваттметра для его охлаждения.

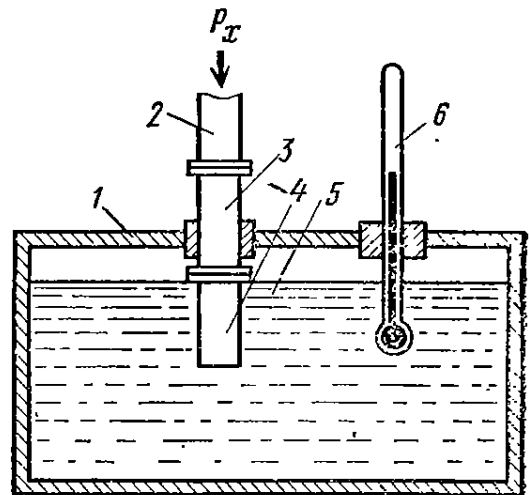


Рис. 10.3. Калориметрический измеритель мощности СВЧ статического типа:

1 — термоизоляция стенок; 2 — подводный волновод; 3 — секция термоизоляции; 4 — согласованная нагрузка; 5 — калориметрическое тело; 6 — термометр

Кроме воды в качестве рабочего тела используют твердые (объемные или пленочные) поглотители мощности СВЧ. Такой калориметр называют сухим. Он представляет собой коаксиальную или волноводную согласованную нагрузку, помещенную в теплоэкранирующую камеру. Повышение температуры рабочего тела регистрируют с помощью блока дифференциальных термопар, «горячие» спаи которых имеют контакт с рабочим телом, а «холодные» — с корпусом прибора.

Широко распространены калориметрические ваттметры *циркуляционного* типа (рис. 10.4). В этих ваттметрах калориметрическое тело (обычно вода) циркулирует в системе с постоянной скоростью. При этом о значении рассеиваемой мощности P_x судят по приращению температуры калориметрического тела ΔT . Связь между P_x и ΔT в установившемся режиме определяют, исходя из закона сохранения энергии:

$$P_x = \frac{1}{0,24} c G d \Delta T \approx 4,17 c G d \Delta T, \quad (10.11)$$

где c , G , d — удельная теплоемкость, кал/(г·град); расход, см³/с, и удельная масса, г/см³, калориметрического тела.

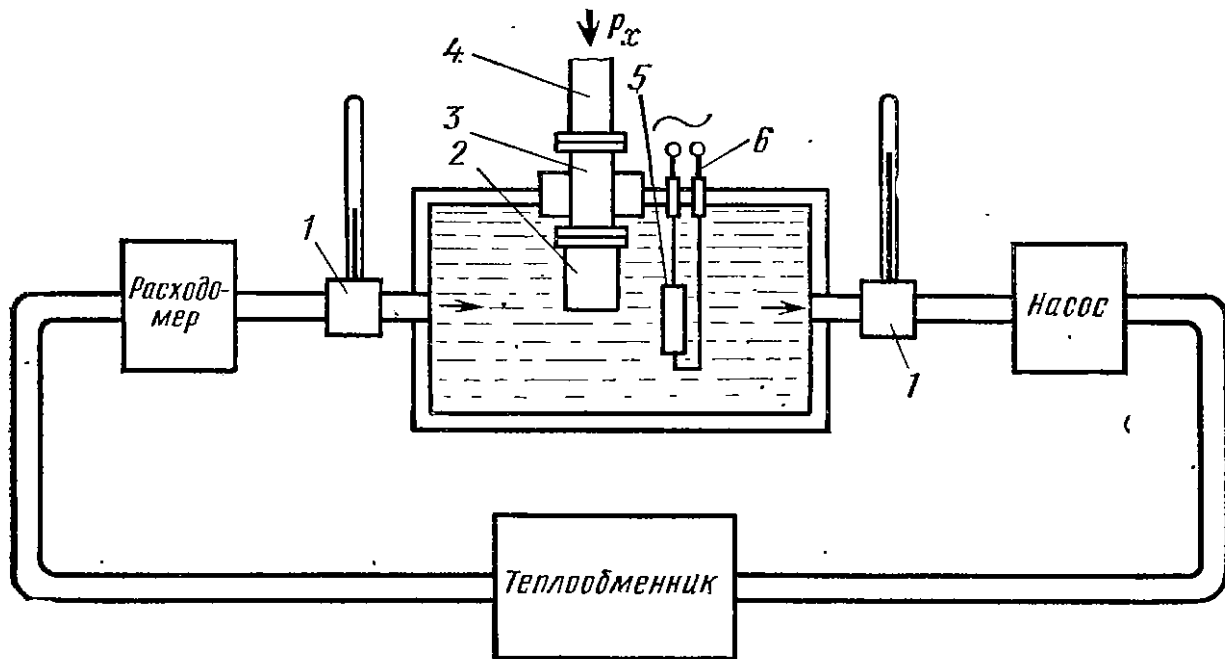


Рис. 10.4. Калориметрический измеритель мощности СВЧ циркуляционного типа:

1 — термометр; 2 — поглощающая нагрузка; 3 — секция термоизоляции; 4 — волновод; 5 — дополнительный нагреватель; 6 — выводы дополнительного нагревателя

Приращение температуры ΔT измеряют с помощью двух термопар, расположенных в системе до и после нагрузки. Если э. д. с. термопар включены встречно, то показание индикаторного прибора пропорционально искомому приращению температуры ΔT .

Практическая реализация метода измерения требует строгого контроля за постоянством расхода и неизменностью физических характеристик (d , G и c) калориметрического тела. Появляется необходимость в специальных устройствах, обеспечивающих выполнение этих условий с достаточной степенью точности.

Для уменьшения инерционности ваттметров этого типа измеряемую мощность желательно рассеивать непосредственно в калориметрическом теле.

Поглощающие нагрузки бывают волноводными и коаксиальными. На рис. 10.5 в качестве примера изображена *волноводная* нагрузка для ваттметров сантиметрового диапазона, рассчитанная на рассеивание средних уровней мощности (сотни ватт). Корпус нагрузки, вставляемой в торец прямоугольного волновода, представляет собой пустотелый клин из специального диэлектрика с малыми потерями на рабочей частоте. Через нагрузку с постоянной скоростью протекает вода, которая, будучи диэлектриком с большими потерями, обеспечивает непосредственное поглощение мощности СВЧ. Согласование нагрузки с волновым сопротивлением волновода обеспечивают выбором формы и размеров клина. Через основание клина проходят две трубки для включения нагрузки в циркуляционную систему калориметра.

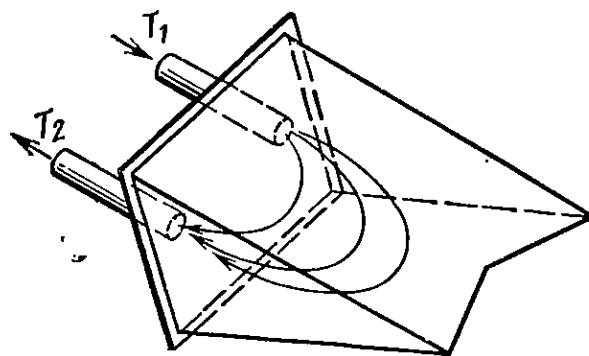


Рис. 10.5. Поглощающая волноводная нагрузка для ваттметров сантиметрового диапазона

Основными причинами погрешности измерений являются: отсутствие точного согласования нагрузки прибора с волновым сопротивлением волновода (коаксиальной линии); непостоянство расхода калориметрического тела и изменение его физических характеристик; неэквивалентность тепловых потерь при рассеянии энергии СВЧ и энергии низкой частоты, на которой калибруют прибор; погрешности измерения энергии низкой частоты.

Точность измерений можно повысить, если воспользоваться методом сравнения (см. гл. 3). Для этого в калориметрическое тело помещают дополнительный нагреватель см. рис. 10.4, питание которого осуществляют от калиброванного источника энергии низкой частоты. Измерение мощности осуществляют следующим образом.

Вначале замечают показание индикаторного прибора при рассеивании измеряемой мощности. Затем вместо источника мощности СВЧ включают дополнительный нагреватель и устанавливают такое же показание индикаторного прибора. За результат измерения мощности СВЧ принимают эквивалентное значение калиброванной мощности низкой частоты.

Дальнейшим усовершенствованием приборов является автоматизация измерений (рис. 10.6). Измеряемая мощность P_x рассеивается на согласованной нагрузке R_1 . Повышение температуры калориметрического тела воспринимает терморезистор R_T' , включенный в схему уравновешенного моста. Разная степень нагрева терморезисторов R_T' и R_T'' вызовет нарушение исходного равнове-

сия моста и появление низкочастотного напряжения рассогласования в нулевой точке вторичной обмотки трансформатора: Это напряжение после усиления по мощности поступает на резистор R_2 и преобразуется в теплоту. Повышение температуры воспринимает терморезистор R_T'' , после чего в мостовой цепи вновь устанавливается равновесие. Значение мощности тока низкой частоты, рассеиваемой на резисторе R_2 (при равновесии моста), равно P_x , регистрирует вольтметр, проградуированный в единицах мощности.

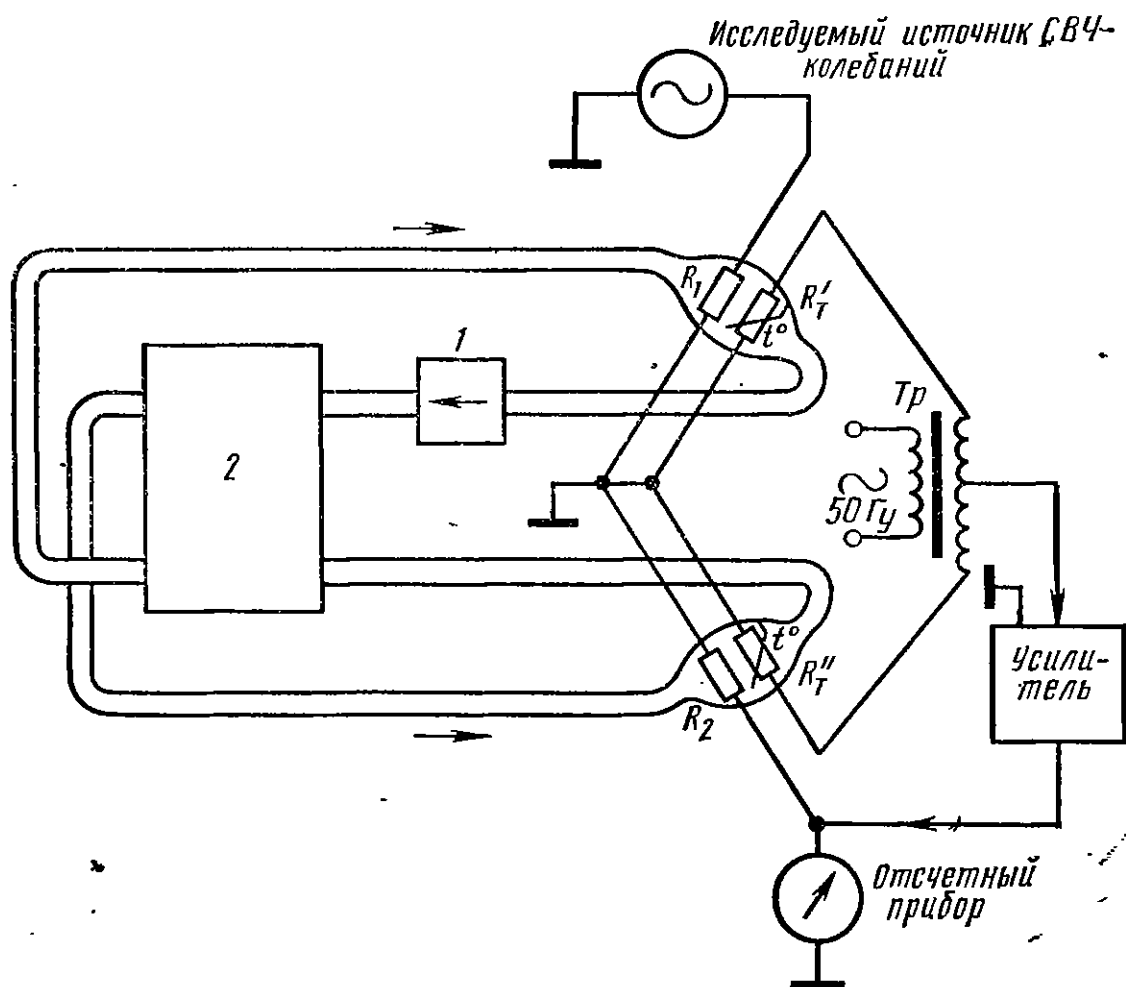


Рис. 10.6. Измерение мощности методом сравнения:

1 — насос, 2 — теплообменник

§ 10.3. Измерители малой мощности СВЧ

Приборы используют для измерения мощности от десятков нановатт до десятков милливольт. В основе способа измерения лежит регистрация изменений характеристик различных элементов при рассеянии ими измеряемой энергии. Общей чертой ваттметров является то, что их чувствительные элементы одновременно служат согласованной нагрузкой для измеряемой мощности.

Измерение с помощью резистивных термочувствительных элементов состоит в регистрации изменений их сопротивления, происходящего при рассеивании энергии. Изменение сопротивления измеряют с помощью мостовых схем. Так как измеряемое сопротивление одновременно зависит от температуры

окружающей среды, то в приборах предусматривают схему температурной компенсации, исключая влияние колебаний внешней температуры.

В качестве резистивных элементов практически используют болометры, сопротивление которых растет с повышением температуры (положительный температурный коэффициент сопротивления), и термисторы, сопротивление которых с ростом температуры падает. Основными характеристиками болометров и термисторов являются зависимость их сопротивления R_T и чувствительности η_T от величины рассеиваемой мощности или температуры нагрева:

$$R_T = f(P_{\text{свч}}); \quad (10.12)$$

$$\eta_T = \partial R_T / \partial P = \psi(P_{\text{свч}}). \quad (10.13)$$

Болометр представляет собой стеклянный (вакуумный или наполненный инертным газом) баллон, в который впаяна тонкая металлическая нить. Для увеличения чувствительности нить выполнена из материала с высоким температурным коэффициентом сопротивления. Экспериментально установлено, что между сопротивлением болометра R_T и мощностью P , рассеиваемой на нем, существует следующая зависимость:

$$R_T \cong R_0 + aP^b, \quad (10.14)$$

где R_T — сопротивление болометра, на котором рассеивается мощность P , мВт; R_0 — начальное сопротивление болометра, Ом; a , b — постоянные коэффициенты, зависящие от материала и размеров нити болометра.

Практически эта зависимость близка к квадратичной, и поэтому ваттметры, использующие болометры, имеют линейную отсчетную шкалу. Чувствительность болометров определяет крутизна характеристики $R_T = f(P)$ в рабочей точке

$$\eta_T = \frac{\partial R_T}{\partial P} = abP^{b-1}, \quad (10.15)$$

лежащая в пределах от 3 до 12 Ом/мВт.

Термистором называют терморезистор, изготовленный из специального полупроводникового материала, обладающего большим отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. Зависимость сопротивления термистора от температуры нагрева можно представить приближенным равенством

$$R_T = R_0 e^{\gamma [1/T - 1/T_0]}, \quad (10.16)$$

где R_0 — сопротивление термистора при исходной температуре T_0 ; T — температура нагрева термистора, °К; γ — постоянный коэффициент.

Применяют два типа термисторов: стержневой и бусиновый. Термисторы *стержневого* типа обладают более высокой электрической прочностью и имеют относительно меньшее реактивное сопротивление. Термисторы *бусинового* типа при прочих равных усло-

виях имеют меньшую поверхность охлаждения и поэтому обладают большей чувствительностью. Для получения высокой чувствительности рабочую точку термистора выбирают на участке с максимальной крутизной характеристики $R_T = f(P)$. Выбор рабочей точки обеспечивается подогревом термистора током низкой частоты. Чувствительность термисторов лежит в пределах от 10 до 100 Ом/мВт.

Основными преимуществами термисторов по сравнению с болометрами являются более высокая чувствительность и большая устойчивость к перегрузкам. В свою очередь, болометрам присуща высокая повторяемость характеристик. В результате замена боло-

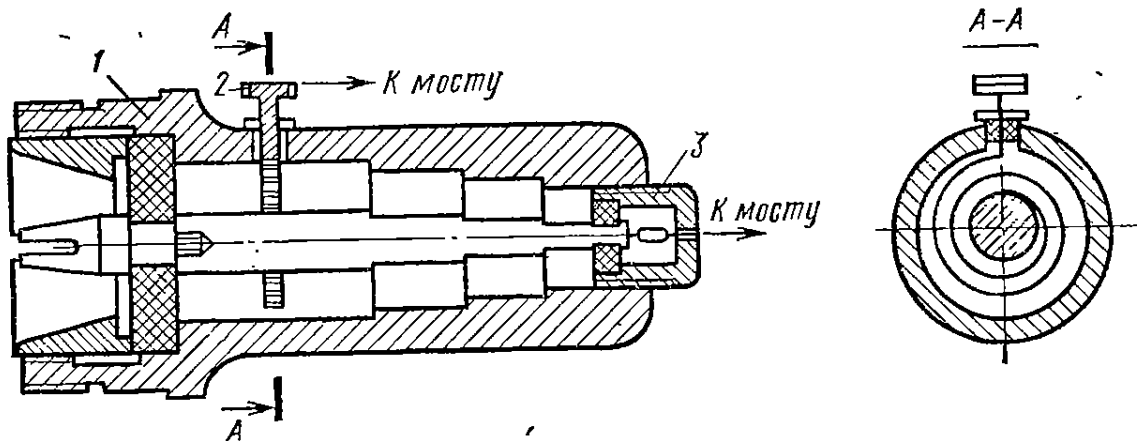


Рис. 10.7. Коаксиальная термисторная камера:
1 — ступенчатый переход; 2 — дроссель; 3 — вставка

метра в приборе не приводит к необходимости его калибровки. Кроме того, болометры обладают меньшей тепловой инерцией и, следовательно, более удобны тогда, когда требуется быстрая реакция прибора на изменения мощности. Поэтому болометры применяются в панорамных ваттметрах и измерителях мощности одиночных импульсов. В свою очередь, относительно большая тепловая инерция термисторов предпочтительнее тогда, когда желательно автоматическое усреднение измеряемой мощности. В настоящее время распространены термисторные измерители малой мощности.

Термисторный измеритель мощности состоит из термисторной камеры, мостовой схемы сравнения и схемы температурной компенсации. Коаксиальная термисторная камера со стандартным разъемом (рис. 10.7) служит для подключения прибора к источнику измеряемой мощности. Широкополосный ступенчатый переход 1 и система подогрева термистора обеспечивают согласование его сопротивления с волновым сопротивлением линии передачи. Термистор включают в мостовую схему через высокочастотный дроссель, внутренний конец которого соединен с центральным стержнем коаксиальной вставки и, следовательно, с термистором. Так как на СВЧ сопротивление дросселя значительно превосходит волновое сопротивление коаксиальной линии, то его шунтирующее действие

мало. Одновременно для предотвращения излучения мощности в месте вывода дросселя предусматривается конструктивная емкость, замыкающая пусть для протекания токов СВЧ.

Волноводная термисторная камера содержит термисторную вставку и волноводный переход, обеспечивающий согласование сопротивления термисторной вставки с волновым сопротивлением волновода, к которому подключается измеритель мощности.

Существенным недостатком термисторных и болометрических ваттметров является ограничение максимального значения измеряемой мощности. Практически стандартные термисторы способны выдерживать без разрушения мощность, не превосходящую нескольких десятков милливольт. Верхний предел измеряемой мощности может быть увеличен, если перед термисторной камерой поместить калиброванный аттенюатор. Аттенюатором называют устройство, у которого выходная мощность $P_{\text{вых}}$ в определенное число раз меньше входной мощности $P_{\text{вх}}$. Соответственно результат измерения равен показанию прибора, умноженному на коэффициент ослабления аттенюатора $k = P_{\text{вх}}/P_{\text{вых}}$.

Аттенюаторы различают по *принципу действия* (поглощающие, предельные) и по *конструкции* (волноводные, коаксиальные). Они могут быть с фиксированным или переменным коэффициентом ослабления (затухания).

Поглощающий аттенюатор волноводного типа представляет собой отрезок волновода, внутри которого размещен слой вещества, хорошо поглощающего энергию СВЧ. Коэффициент ослабления определяется свойствами вещества, а также размерами и расположением поглощающего слоя относительно электрической составляющей поля волновода. Действие предельных аттенюаторов основано на явлении экспоненциального затухания электромагнитного поля вдоль волновода, поперечные размеры которого выбраны меньше критических для рабочей длины волны.

Аттенюаторы с плавным изменением коэффициента затухания и шкалой, проградуированной в децибелах, используются в приборах, результат измерения которых фиксируется в относительных единицах. Так, если при ослаблении $\alpha = 10 \log \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вых}}}$ на термисторе рассеивается 1 мВт, то измеряемая мощность (дБ·мВт) составит $P_x = \alpha$.

Важной частью измерителя мощности СВЧ является мостовая схема. Приращение сопротивления термистора можно измерить с помощью схем простейших омметров. Однако такое измерение не будет точным. Более высокую точность дают мостовые измерительные схемы. Применяют два способа измерения сопротивления термистора: 1) с помощью неуравновешенного и 2) уравновешенного мостов. Неуравновешенные мосты применяют для построения измерителей мощности по типу приборов прямого действия, уравновешенные — в ваттметрах, основанных на методе сравнения.

Неуравновешенная мостовая схема представлена на рис. 10.8. Исходного уравновешивания моста (при отсутствии мощности

СВЧ) достигают с помощью схем температурной компенсации, состоящей из генератора повышенной частоты (50—100 кГц) и плавного потенциометра R . При равновесии моста ток в измерительной диагонали и показания гальванометра равны нулю. На

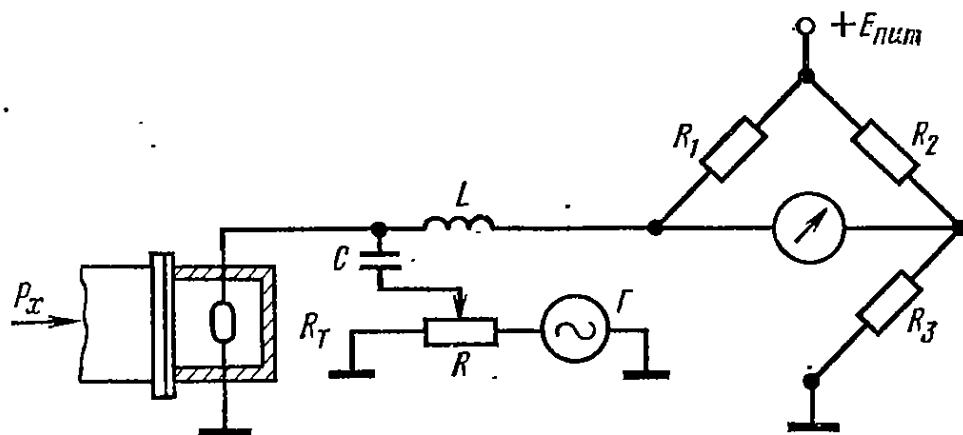


Рис. 10.8. Схема неуравновешенного моста

термистор подают измеряемую мощность СВЧ. При наличии согласования мощность полностью рассеивается на термисторе. В результате его сопротивление понизится и через гальванометр начнет протекать ток. Шкалу гальванометра градуируют в единицах мощности. Градуировку прибора можно произвести с помощью калиброванного источника постоянного тока.

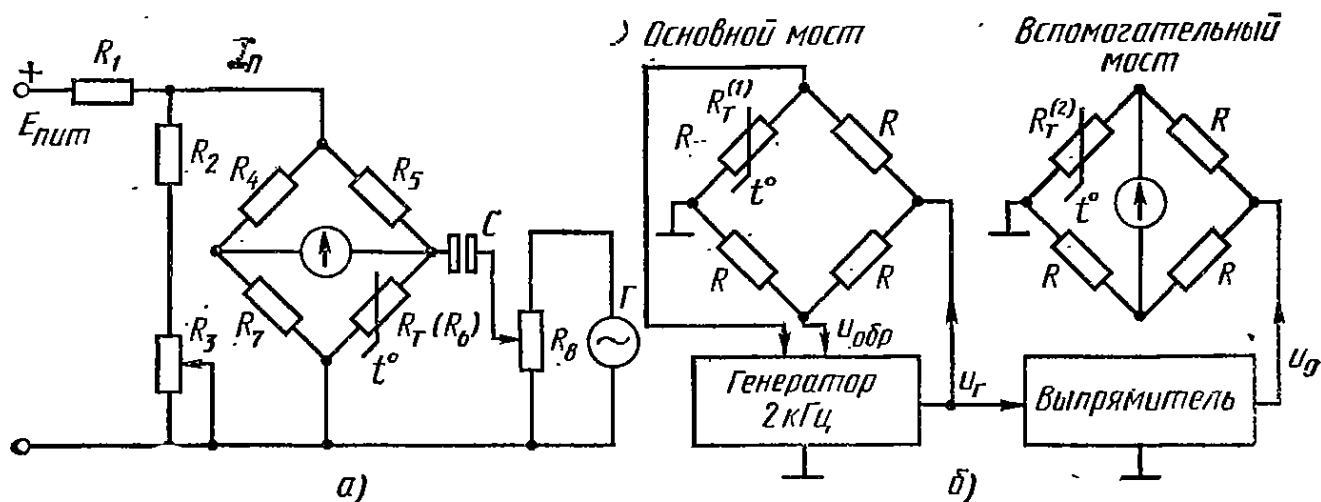


Рис. 10.9. Схемы уравновешенных мостов:

а — мост с ручной термокомпенсацией и балансировкой; б — мост с автоматической термокомпенсацией и балансировкой

Преимуществом измерительной мощности с неуравновешенными мостами является наглядность индикации результата измерений, а недостатком — относительно малая точность. Последнее объясняется двумя причинами. Во-первых, неизбежное при измерении мощности СВЧ изменение сопротивления термистора влечет за собой нарушение согласования сопротивлений термисторной камеры и линии передачи. В результате возникает отражение и, следова-

тельно, неполное рассеяние измеряемой мощности на термисторе. Во-вторых, по мере естественного изменения характеристик термистора (или при его замене) нарушается установленное при градуировке соответствие между показаниями прибора и величиной рассеиваемой мощности.

Более высокую точность обеспечивают уравновешенные мосты, посредством которых измеряемую мощность СВЧ сравнивают с калиброванной мощностью постоянного тока (рис. 10.9). На рис. 10.9, а дана схема уравновешенного моста с непосредственным отсчетом результата измерения. Питание моста постоянным током осуществляют через высокоомный резистор R_1 . Параллельно мостовой схеме включена шунтирующая цепь, образованная резистором R_2 и реостатом R_3 , на движке которого закреплена отсчетная шкала мощности СВЧ. Ток питания моста $I_{\text{п}}$, а следовательно, и мощность постоянного тока $P_{\text{пт}}$, рассеиваемая на термисторе R_6 , зависят от положения движка реостата R_3 . Максимум тока $I_{\text{п}}$ имеет место при полностью введенном реостате. Этому положению соответствуют нулевой отсчет по шкале СВЧ ($P_{\text{СВЧ}}=0$) и максимум мощности постоянного тока P_0 , рассеиваемой на термисторе.

Процесс измерения включает два этапа. Первый — исходная балансировка моста, осуществляемая при отсутствии мощности СВЧ и при введенном реостате R_3 ($P_{\text{СВЧ}}=0$). Равновесие моста обеспечивают изменением переменного напряжения, поступающего на термистор с потенциометра R_8 . Исходное уравнивание моста исключает из результата измерения ошибки, обусловленные колебаниями окружающей температуры и старением термистора.

На втором этапе осуществляют непосредственное измерение мощности СВЧ, поступившей на термистор R_6 . При этом режим исходного равновесия сохраняют путем уменьшения мощности постоянного тока ($P_0 - \Delta P_{\text{пт}}$) так, чтобы сумма рассеиваемых мощностей сохранялась неизменной:

$$P_{\text{СВЧ}} + (P_0 - \Delta P_{\text{пт}}) = P_0, \quad (10.17)$$

где P_0 — мощность, рассеиваемая на термисторе при первоначальном уравнивании.

Из соотношения (10.17) следует, что для восстановления равновесия моста мощность постоянного тока должна быть уменьшена на величину, равную

$$\Delta P_{\text{пт}} = P_{\text{СВЧ}}. \quad (10.18)$$

Этого достигают уменьшением сопротивления реостата R_3 , которое становится мерой измеряемой мощности СВЧ. Соответственно результат измерения можно прочитать по шкале, связанной с движком реостата R_3 , и проградуировать ее в единицах мощности. Для повышения точности отсчета в качестве R_3 используют специальный реостат, снабженный спиральной шкалой.

К недостаткам прибора следует отнести отсутствие информации о характере изменения измеряемой мощности, а также необходи-

мость в дополнительном времени на повторную балансировку моста.

Отмеченные недостатки можно устранить, автоматизировав процесс измерения. Измерительный прибор включает два идентичных равноплечих термисторных моста (рис. 10.9, б). Термисторы $R_T^{(1)}$ и $R_T^{(2)}$ основного и вспомогательного мостов размещены в непосредственной близости и находятся в одинаковых температурных условиях. При отсутствии измеряемой мощности СВЧ мосты самобалансируются путем соответствующего изменения питающих напряжений u_T и u_0 . Если сопротивление термистора $R_T^{(1)}$ равно сопротивлениям остальных плеч, то напряжение обратной связи равно нулю. Любое изменение внешней температуры, приводящее к нарушению исходного баланса мостов, вызовет появление напряжения обратной связи $u_{обр}$ и такое изменение питающих напряжений u_T , u_0 , которое восстановит балансировку в изменившихся условиях.

При поступлении измеряемой мощности P_x сопротивление термистора $R_T^{(1)}$ уменьшится и баланс основного моста нарушится. При этом возникнет напряжение обратной связи и соответственно понизятся питающие напряжения. В результате баланс основного моста будет восстановлен. Одновременно из-за увеличения сопротивления термистора $R_T^{(2)}$ произойдет разбалансировка вспомогательного моста. Степень возникшей разбалансировки, а следовательно, и величину мощности P_x фиксирует прибором, включенным в диагональ вспомогательного моста. Рассмотренная измерительная схема объединяет преимущества термисторных мостов обоих типов. Устраняется основной недостаток уравновешенных мостов — прибор позволяет следить за изменениями измеряемой мощности. И одновременно входное сопротивление ваттметра остается всегда согласованным с волновым сопротивлением фидера, подводящего измеряемую мощность.

Измерение мощности СВЧ с помощью болометров и термисторов сопровождается погрешностями, обусловленными несовершенством термисторных камер и мостовых схем. Несовершенство термисторных камер приводит к появлению систематических ошибок измерения из-за неточного замещения мощности СВЧ мощностью постоянного тока. Основные причины этой погрешности: различие в чувствительности термисторов к мощности СВЧ и постоянного тока (в основном из-за наличия поверхностного эффекта); потери измеряемой мощности СВЧ в термисторной камере (рассеяние мощности на стенках камеры и других элементах); потери мощности постоянного тока в соединительных проводниках термистора.

Погрешность замещения можно учесть, если известен коэффициент преобразования термисторной камеры q , под которым понимают отношение величины замещающей мощности постоянного тока ($P_{пт}$) к действительному значению мощности СВЧ:

$$q = P_{пт} / P_{СВЧ}. \quad (10.19)$$

С учетом введенного коэффициента преобразования измеряемая мощность СВЧ

$$P_x = P_{\text{пт}}/q, \quad (10.20)$$

где $P_{\text{пт}}$ — замещающая мощность постоянного тока, определяемая с помощью мостовой схемы.

Коэффициент преобразования определяют опытным путем при аттестации камеры, которую включают в высокоточный мост и затем измеряют известную мощность СВЧ. Так как коэффициент преобразования зависит от частоты, то измерения повторяют при разных частотах.

Дополнительные погрешности измерений возникают в тех случаях, когда отсутствует согласование входного сопротивления камеры с волновым сопротивлением линии передачи. Погрешность измерения, обусловленную этой причиной, можно учесть, если известен модуль коэффициента отражения Γ :

$$P_{\text{СВЧ}} = \frac{P_{\text{пт}}}{1 - |\Gamma|^2}. \quad (10.21)$$

Объединяя формулы (10.20) и (10.21), получаем выражение для измеряемой мощности СВЧ, учитывающее как погрешность замещения, так и погрешность из-за ее отражения в месте присоединения прибора:

$$P_x = P_{\text{пт}}/[q(1 - |\Gamma|^2)]. \quad (10.22)$$

Несовершенство мостовых схем приводит к погрешностям измерения за счет неточного определения величины замещающей мощности постоянного тока. При этом одной из главных причин погрешности является недостаточная стабильность источников питания. Высокая стабильность питающего напряжения особенно необходима для неуравновешенных мостов. Поэтому в современных измерителях малой мощности применяют источники стабилизированного напряжения с высоким коэффициентом стабилизации.

Измерение с помощью термопар заключается в регистрации значения термо-э. д. с., возникающей при рассеянии энергии СВЧ.

Структурная схема ваттметра включает приемный термопреобразователь и измерительную часть. Основным элементом преобразователя является блок высокочастотных дифференциальных термопар, одновременно выполняющих функции согласованной нагрузки и дифференциального термометра. В диапазоне СВЧ, как правило, применяют термопары в виде тонких металлических пленок, напыленных на диэлектрическую подложку. Основной характеристикой термоэлектрических преобразователей является амплитудная характеристика $u_{\text{т.э.д.с}} = f(P_x)$, линейный участок которой определяет пределы измерения мощности. Основным элементом измерительной части прибора служит вольтметр постоянного тока с аналоговым или цифровым отсчетным устройством. К преимуществам термоэлектрических ваттметров следует отнести

малую зависимость результатов измерения от колебаний температуры окружающей среды и малое время подготовки прибора к работе. Недостатками ваттметров являются ограничение верхнего уровня динамического диапазона и недостаточная устойчивость к перегрузкам, ограничивающая допустимое значение средней мощности при измерении импульсных сигналов.

§ 10.4. Ваттметры проходящей мощности

Под проходящей мощностью $P_{\text{пр}}$ линии передачи понимают разность мощностей падающей $P_{\text{пад}}$ и отраженной $P_{\text{отр}}$ волн:

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}}. \quad (10.23)$$

Проходящую мощность СВЧ можно измерить рассмотренными (см. § 10.3) ваттметрами, используемыми совместно с направленными ответвителями, или приборами, действие которых основано на использовании физических явлений, не требующих полного поглощения измеряемой энергии. К ним относятся измерители мощности на преобразователях Холла, с поглощающей стенкой, и полдеромоторные ваттметры.

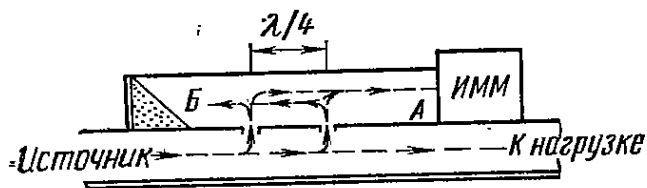


Рис. 10.10. Измерение мощности с использованием направленного ответвителя

преобразователях Холла, с поглощающей стенкой, и полдеромоторные ваттметры. В последние годы для измерения мощности СВЧ начали использовать эффект так называемых горячих носителей тока в полупроводниках.

Измерение с помощью направленных ответвителей. Проходящую мощность СВЧ можно измерить ваттметрами поглощающего типа, используя их совместно с направленными ответвителями. Направленными ответвителями называют устройства, которые при включении в линию передачи реагируют на мощность, распространяющуюся лишь в одном определенном направлении. Они позволяют отвести к ваттметру малую, но вполне определенную часть передаваемой мощности.

Измерение с помощью направленных ответвителей. Проходящую мощность СВЧ можно измерить ваттметрами поглощающего типа, используя их совместно с направленными ответвителями. Направленными ответвителями называют устройства, которые при включении в линию передачи реагируют на мощность, распространяющуюся лишь в одном определенном направлении. Они позволяют отвести к ваттметру малую, но вполне определенную часть передаваемой мощности.

На рис. 10.10 схематически изображен волноводный направленный ответвитель совместно с поглощающим измерителем малой мощности, подключенным к выходу А. Конструктивно направленный ответвитель представляет систему из двух волноводов, связанных посредством двух (или более) щелей связи. Расстояние между центрами щелей равно нечетному числу четвертых долей длины волны. Волновод, включаемый в линию передачи, называют первичным. К выходам вторичного волновода подключают согласованные нагрузки, одной из которых служит измерительный прибор, а другой — поглощающее сопротивление.

Для измерения мощности падающей волны $P_{\text{пад}}$ измеритель малой мощности подключают к выходу А, а для измерения мощности отраженной волны $P_{\text{отр}}$ — к выходу Б. Действительное значение

измеряемой мощности будет превосходить показание измерительного прибора $P_{изм}$ в k раз:

$$P = kP_{изм} \quad (10.24)$$

Коэффициент k , равный отношению мощности в первичном волноводе к мощности, рассеиваемой на согласованной нагрузке вторичного волновода, называют переходным затуханием направленного ответвителя. Его значение обычно лежит в пределах $10^{-1} - 10^{-5}$. Для повышения точности измерения необходимо, чтобы второй выход направленного ответвителя был нагружен на согласованное гасящее сопротивление.

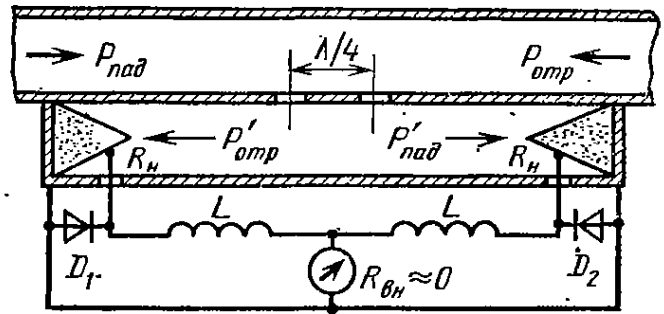


Рис. 10.11. Измерение мощности с использованием рефлектометра

На рис. 10.11 показано простейшее применение направленного ответвителя для непосредственного измерения проходящей мощности. При наличии согласования и работе диодов D_1, D_2 в пределах квадратичного участка вольт-амперной характеристики постоянные составляющие тока детекторных цепей пропорциональны мощности падающей и отраженной волн.

Если при этом индикаторный прибор регистрирует разность указанных токов, то согласно (10.23) его показания пропорциональны проходящей мощности $P_{пр}$. Измерительные приборы подобного типа называют рефлектометрами.

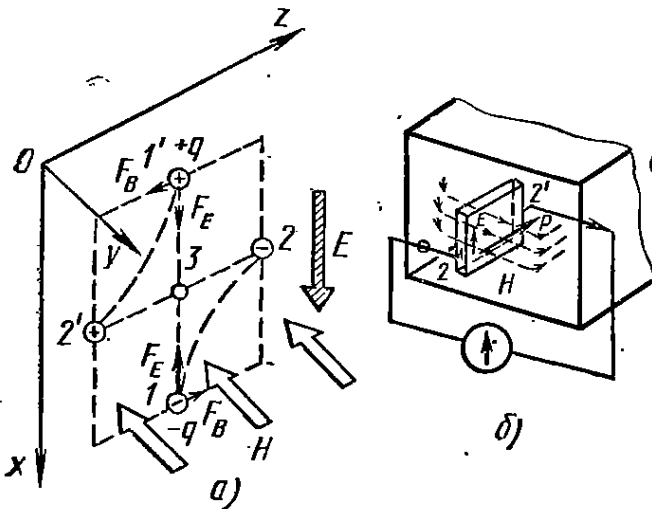


Рис. 10.12. Измерение мощности с помощью преобразователей Холла:

а — траектории движения носителей зарядов; б — принцип измерения

Измерение мощности СВЧ с помощью преобразователей Холла. Эффект Холла, лежащий в основе принципа действия преобразователей, состоит в том, что если полупроводниковую пластинку, по которой течет ток i , поместить в магнитное поле с индукцией B , то между ее точками, лежащими на прямой, перпендикулярной

направлению тока и поля, возникнет разность потенциалов — э.д.с. Холла, равная

$$e_x = k_1 (iB), \quad (10.25)$$

где k_1 — коэффициент пропорциональности.

Так как э. д. с. Холла возрастает с уменьшением концентрации носителей тока в твердом теле, то возможность использования эффекта Холла в практических целях появилась одновременно с получением полупроводников высокой чистоты.

Для измерения проходящей мощности СВЧ полупроводниковую пластину помещают в электромагнитное поле линий передачи так, чтобы электрическая составляющая поля возбуждала ток вдоль пластины, а магнитная — была направлена перпендикулярно ее поверхности (рис. 10.12). Причину возникновения э. д. с. на гранях пластины можно пояснить, рассмотрев движение электрических зарядов (рис. 10.12, а). Пусть электрическое поле E направлено вдоль оси OX . Тогда электрон $-q$, находящийся в точке 1, и дырка $+q$, находящаяся в точке 1', испытывают действие сил F_E , направленных также вдоль оси OX . При этом заряды будут двигаться по прямой 1—1' к точке 3, в которой возможна их рекомбинация. Если магнитное поле H с индукцией B направлено вдоль оси OY ,

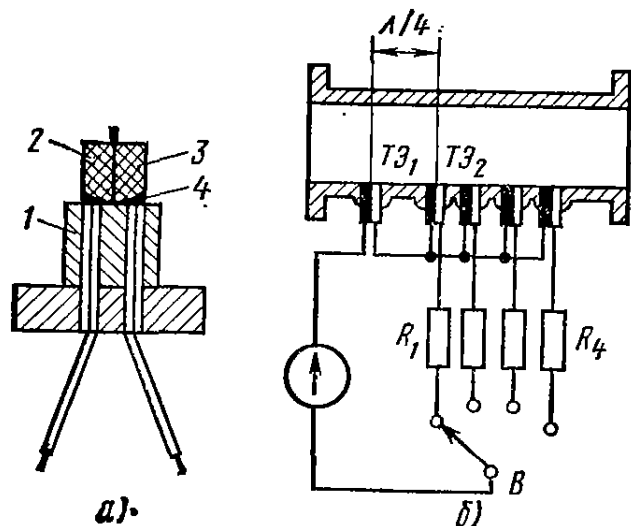


Рис. 10.13. Измеритель мощности с поглощающей стенкой:

а — полупроводниковый термоэлемент; б — размещение термоэлементов в стенке волновода; 1 — основание термоэлемента; 2 — сплав сурьма — кадмий; 3 — сплав сурьма — цинк; 4 — слюдяные прокладки

то на движущиеся заряды будут действовать также силы F_B , направленные вдоль оси OZ , т. е. перпендикулярно H . При одновременном и взаимно перпендикулярном действии полей заряды $-q$ и $+q$ движутся по искривленным траекториям: электрон — по траектории 1—2, а дырка — по 1'—2'. Очевидно, что в точку 3 заряды не попадут и не рекомбинируются, а придут соответственно в точки 2 и 2'. В результате между этими точками появится разность потенциалов, или э. д. с. Холла.

Количественное описание подобных процессов при конечном множестве частиц показывает, что среднее значение э. д. с. Холла

$$e_x = k_2 (EH), \quad (10.26)$$

где k_2 — коэффициент пропорциональности.

Установим соотношение между э. д. с. Холла и величиной вектора Умова — Пойнтинга, характеризующего плотность потока мощности СВЧ в

заданной точке электромагнитного поля. Пусть, например, в волноводе распространяется волна типа H_{10} (рис. 10.12, б). При этом силовые линии электрического поля лежат в плоскости поперечного сечения волновода и перпендикулярны его широким стенкам, а магнитные силовые линии замкнуты и расположены в плоскостях, параллельных широким стенкам. Учитывая пространственную ортогональность E и H , разместим преобразователь Холла так, как это представлено на рисунке. Так как линейные размеры преобразователя много меньше длины волны λ , то э. д. с. Холла пропорциональна среднему значению произведения (EH) в заданной точке поперечного сечения волновода. Из сравнения соотношений (10.9) и (10.26) следует, что между плотностью потока мощности в заданной точке волновода и э. д. с. преобразователя, помещенного в ту же точку, существует однозначное соответствие. Это позволяет считать измеряемую э. д. с. Холла мерой проходящей мощности. Следовательно, индикаторный прибор, градуированный с учетом конфигурации сечения волновода типа волны, а также места размещения и параметров преобразователя Холла, регистрирует проходящую мощность, равную интегралу от плотности потока, взятому по всему сечению.

Преимуществами ваттметров с преобразователями Холла являются простота конструкции, надежность, линейность шкалы и слабая зависимость показаний от частоты электромагнитных колебаний. Последнее облегчает градуировку шкалы приборов.

Измерители с поглощающей стенкой. Чувствительным элементом измерителя служат полупроводниковые термоэлементы (рис. 10.13, а), состоящие из двух частей. Термоэлементы размещают

в отверстиях, выполненных в широкой стенке волновода. Внутренний торец термоэлемента нагревается до температуры T_2 токами, протекающими в поверхностном слое стенки волновода. Сила тока и интенсивность нагрева пропорциональны мощности, передаваемой по волноводу. Внешний торец термоэлемента принимает температуру массы волновода T_1 . Разность температур ($T_2 - T_1$) определяет значение термо-э. д. с., которая оказывается функцией мощности, распространяющейся по волноводу.

При несогласованной нагрузке значение э. д. с. одного термоэлемента, установленного в волноводном тракте, будет зависеть от значения и фазы коэффициента отражения, а также от длины рабочей волны. Для устранения зависимости результата измерения от коэффициента отражения обычно устанавливают два термоэлемента, удаленных друг от друга на расстояние $\lambda/4$. В этом случае искомой величине проходящей мощности $P_{\text{пр}}$ пропорционально среднегеометрическое из э. д. с. двух термоэлементов:

$$P_{\text{пр}} = k \sqrt{e_1 e_2}, \quad (10.27)$$

где k — коэффициент пропорциональности; e_1 и e_2 — э. д. с. термоэлементов. Для устранения зависимости результата измерения от длины волны в волноводу устанавливают несколько пар термоэлементов (рис. 10.13, б). Термоэлемент $TЭ_1$ используют постоянно, а остальные подключают в зависимости от длины волны так, чтобы расстояние между основным и дополнительным термоэлементом всегда было приблизительно равно $\lambda/4$.

Преимуществами рассмотренных ваттметров являются: высокая электрическая прочность, малый собственный КСВ, виброустойчивость, независимость показаний от климатических условий, отсутствие источников питания, большой срок службы. Ваттметры этого типа позволяют вести непрерывный контроль за уровнем мощности и могут служить датчиками в устройствах автоматического контроля. Их основной недостаток состоит в относительно большой инерционности. Практически отсчет показаний можно производить лишь через 30 с после поступления мощности СВЧ в линию передачи.

Пондеромоторный ваттметр. Распространяющуюся мощность СВЧ можно определить по механическому (пондеромоторному) действию электромагнитных волн. Явление механического давления электромагнитных волн открыто П. Н. Лебедевым. Давление электромагнитных волн, испытываемое отражающей поверхностью, пропорционально значению вектора Умова — Пойнтинга, который определяет плотность потока энергии, проходящей ежесекундно через единичную площадь.

Работа пондеромоторного ваттметра крутильного типа (рис. 10.14) основана на измерении механического вращающего момента, который испытывает металлическая пластинка, помещенная в волновод, при распространении по нему мощности СВЧ. Прибор представляет собой отрезок волновода 1, внутри которого помещена легкая металлическая пластинка 2, укрепленная на стержне. Концы стержня выведены наружу через отверстия в узких стенках

волновода. Нижний конец стержня опускается в масляный амортизатор 4. Верхний конец с помощью упругой кварцевой нити соединен с осью верньерной крутильной головки 3, на которой нанесены деления в градусах. Внутри волновода в месте расположения пластины имеются согласующие диафрагмы 5, компенсирующие неоднородность волновода, обусловленную наличием металлической пластины. К оси волновода пластина располагается под некоторым начальным углом, которому соответствует нуль шкалы верньерной головки. При распространении по волноводу волны H_{01} типа возникает пара сил, поворачивающая пластину на угол, пропорциональный измеряемой мощности.

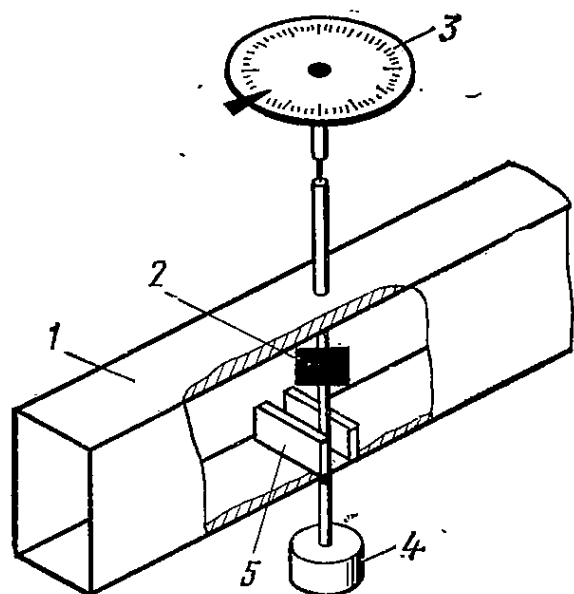


Рис. 10.14. Пондеромоторный ваттметр крутильного типа:

1 — отрезок волновода; 2 — металлическая пластинка; 3 — верньерная крутильная головка; 4 — масляный амортизатор; 5 — согласующие диафрагмы

Причина возникновения момента заключается в следующем. При распространении по волноводу волны типа H_{01} между его широкими стенками возникает поперечное электрическое поле. Под воздействием этого поля на концах металлической пластины наводятся переменные электрические заряды противоположных знаков. В результате образуется некоторый диполь с электрическим моментом $Q=el$, где e — заряд, а l — длина диполя. Взаимодействие электрического диполя с электрическим полем приводит к возникновению пары сил, приложенных к пластинке. Момент этих сил определяют соотношением

$$M=QE \sin \theta, \quad (10.28)$$

где θ — угол между осью диполя и направлением вектора электрического поля E .

Крутящий момент стремится увеличить угол θ . В результате пластинка поворачивается на угол, соответствующий мощности, распространяющейся по волноводу. Этот угол фиксируется отсчетным устройством прибора. Пондеромоторные ваттметры обладают высокой точностью измерений, потребляют незначительную мощность, малоинерционны и не боятся перегрузок. Их недостатком является низкая виброустойчивость, а также необходимость тщательного согласования и изготовления деталей по высшему классу точности.

Измерение мощности, основанное на эффекте «горячих» носителей тока в полупроводниках. Известно, что под воздействием электрического поля в полупроводнике увеличивается средняя хаотическая скорость свободных носителей заряда. Последнее эквивалентно повышению их температуры относительно темпера-

туры кристаллической решетки полупроводника. Это явление называется **разогревом** носителей зарядов.

Если полупроводник подвергнуть неоднородному «разогреву», то должен возникнуть поток носителей зарядов из «горячей», области в «холодную». Вместе с тем ток разомкнутой цепи равен нулю. Последнее свидетельствует о возникновении э. д. с., противодействующей движению зарядов. Значение э. д. с. связано со степенью «разогрева». Для усиления эффекта неоднородному «разогреву» подвергают полупроводник, концентрация носителей которого пространственно неоднородна. Если «разогрев» осуществляется полем СВЧ, то по значению э. д. с. можно судить о мощности СВЧ. Так как время установления температуры носителей зарядов на несколько порядков меньше времени установления температуры кристаллической решетки, то ваттметры этого вида позволяют непосредственно измерять импульсную (пиковую) мощность при длительностях импульсов до 0,1 мкс. Основными узлами ваттметра являются приемный преобразователь с полупроводниковым элементом и измерительное устройство с аналоговым или цифровым отсчетом.

§ 10.5. Измерение мощности лазерного излучения

Мощность и энергию лазерного излучения обычно называют энергетическими параметрами, которые характеризуются:

мощностью излучения P при работе лазера в непрерывном режиме;

энергией излучения одиночных импульсов

$$W = \int_0^{t_n} P(t) dt, \quad (10.29)$$

где t_n — длительность импульса;

средней мощностью в импульсе

$$P_{\text{ср}} = W/t_n; \quad (10.30)$$

средней мощностью импульсно-модулированного излучения

$$P_{\text{ср}}^* = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt, \quad (10.31)$$

где T — период повторения импульсов.

Энергия и мощность излучения лазеров — это различные, хотя и связанные друг с другом величины. Поэтому некоторые приборы пригодны для измерения мощности излучения полной энергии в импульсе. Измерения энергии и мощности излучения не отличаются высокой точностью (ошибки измерения имеют порядок 5% и редко понижаются до 1%).

Для измерения мощности и энергии излучения лазеров применяют различные способы, в том числе и подобные рассмотренным ранее для СВЧ-диапазона. Однако их реализации для волн оптического диапазона имеет некоторые отличия. Рассмотрим кратко эти способы и измерители, построенные на их основе.

Калориметрические измерители. Поглощение энергии поглотителем, составляющим основной элемент прибора, можно зарегистри-

ровать либо непосредственно по изменению его температуры, либо косвенно как изменение объема, давления или других характеристик. Изменение в фазовом состоянии можно измерить путем контроля относительных количеств вещества в каждой фазе в двухфазной системе. Надежные калориметрические способы отличаются обратимостью в том смысле, что с поглотителем не происходит никаких необратимых изменений и все калориметры возвращаются

в свое первоначальное состояние за время установления равновесия.

Калориметрический измеритель с твердым поглотителем показан на рис. 10.15. Он выполнен в виде полого угольного конуса 2 массой $\frac{1}{3}$ г. Измеряемое излучение направляется на внутреннюю поверхность конуса и там поглощается. Повышение температуры конуса измеряется термисторами 3, включенными в мостовую схему. Для уменьшения влияния изменения температуры окружающего пространства в мостовую схему включен вспомогательный конус 1. Калориметр калибруют путем разряда конденсатора через поверхность рабочего конуса.

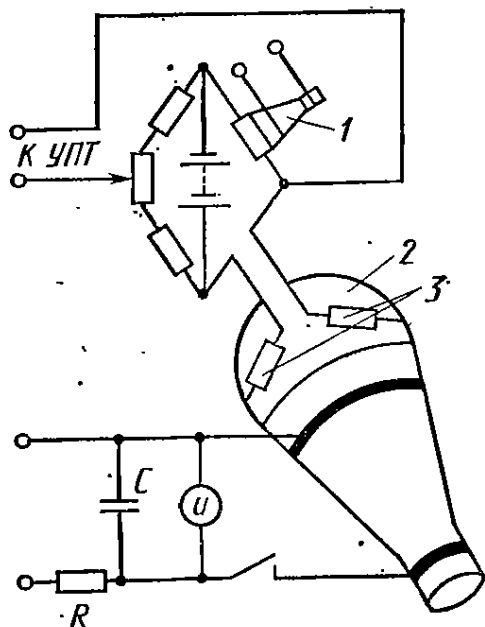


Рис. 10.15. Схема калориметрического измерителя с твердым поглотителем:

1 — вспомогательный конус; 2 — основной конус; 3 — термисторы

Количество рассеянной в конусе энергии определяют по напряжению на зажимах конденсатора и сопротивлению в цепи разряда. Открытый конец конуса закрывают слюдой для предотвращения потерь теплоты конвекцией.

Калибровочная характеристика калориметрического измерителя энергии излучения имеет вид почти прямой линии. Некоторая нелинейность характеристики объясняется нелинейностью термисторов. Чувствительность калориметра составляет 50 мВ/Дж, диапазон измеряемых энергий 10^{-2} — 10^{-1} Дж.

Для регистрации импульсов излучения с энергией менее 10^{-3} Дж применяют вакуумный микрокалориметр с поглотителем в виде миниатюрного конуса, изготовленного из медной фольги и имеющего массу 100 мг. Измеряемое излучение направляют в поглотитель с помощью короткофокусной линзы. Изменение температуры поглотителя регистрируют дифференциальной медно-константановой термопарой. Один из спаев термопары укреплен на вершине конуса, а другой (холодный) присоединен к траверсе, выходящей наружу через ножку колбы. Конус вклеен в слюдяную пластину, закрепленную в держателях. При использовании гальванометра чувствительность прибора составляет 0,8 мДж на деление шкалы.

Для измерений энергии лазера применяют жидкостные калориметры, подобные рассмотренным в § 10.3. Основной недостаток жидкостных калориметров с датчиками температуры — большое

время установления теплового равновесия (единицы минут). За это время часть теплоты теряется на излучение и конвекцию, что является причиной дополнительных погрешностей измерения величины поглощаемой энергии. Этому недостатка лишены жидкостные калориметры для измерения больших энергий излучения, работающие подобно термометрам.

Мерой поглощенной энергии $W_{\text{полг}}$ в таких калориметрах служит изменение объема поглотителя ΔV .

Между величинами W и ΔV существует связь

$$W = kPc_T \frac{\Delta V}{\beta}, \quad (10.32)$$

где k — коэффициент пропорциональности; P — плотность поглотителя; c_T — удельная теплоемкость поглотителя; β — коэффициент объемного расширения.

Примером такого калориметра может служить сосуд, наполненный раствором нитрата меди в ацетонитриле. Концентрация нитрата меди подобрана так, чтобы коэффициент пропускания ячейки длиной 75 мм составлял 10^{-4} для падающей энергии излучения на длине волны рубинового лазера. Сосуд связан с капилляром диаметром 0,1 мм, в который может выходить жидкость при расширении. Подъему уровня жидкости на 25 мм соответствует увеличение измеряемой энергии на 2,5 Дж.

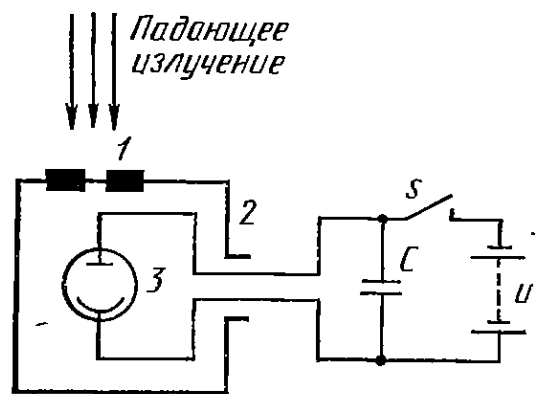


Рис. 10.16. Схема фотоэлектрического измерителя с интегрирующим контуром:

1 — входное окно; 2 — корпус; 3 — фотоэлемент

Фотоэлектрические измерители. Любой фотоприемник, выходной сигнал которого пропорционален падающему лучистому потоку, дает возможность измерять мощность непрерывного излучения лазеров или энергию излучения в импульсе. Для измерения средней мощности излучения лазеров непрерывного действия применяют полупроводниковые фотоприемники с p - n -переходом. Энергию излучения лазеров, работающих в импульсном режиме, измеряют интегрированием выходного сигнала фотоприемника (рис. 10.16).

При замыкании ключа S конденсатор емкостью C заряжается до напряжения u . Перед измерением ключ размыкается. Под действием лучистого потока, падающего на катод фотоэлемента, возникает фототок $i_{\text{ф}}$.

При этом конденсатор теряет заряд

$$Q = \int_0^{t_{\text{и}}} i_{\text{ф}}(t) dt = k \int_0^{t_{\text{и}}} P(t) dt. \quad (10.33)$$

Измеряемое электростатическим вольтметром напряжение пропорционально заряду:

$$u = \frac{Q}{C} = \frac{k}{C} \int_0^{t_n} P(t) dt = \frac{k}{C} W. \quad (10.34)$$

Таким образом, пока фототок линейно меняется с изменением мощности излучения, напряжение u пропорционально энергии импульса.

Фотоэлемент помещен в металлический кожух с затвором, предотвращающим попадание на фотокатод случайных лучей. Затвор открывается только на время действия импульса лазера. Прибор рассчитан на измерение малых значений энергии, не превышающих 10^{-3} Дж.

Для измерения больших значений энергии фотоэлектрическим способом необходимо применять группу нейтральных фильтров или диффузный отражатель. Если фотоэлектрический прибор находится на расстоянии l от диффузного отражателя, то лучистый поток, падающий на поверхность фотокатода площадью q_{π} , равен

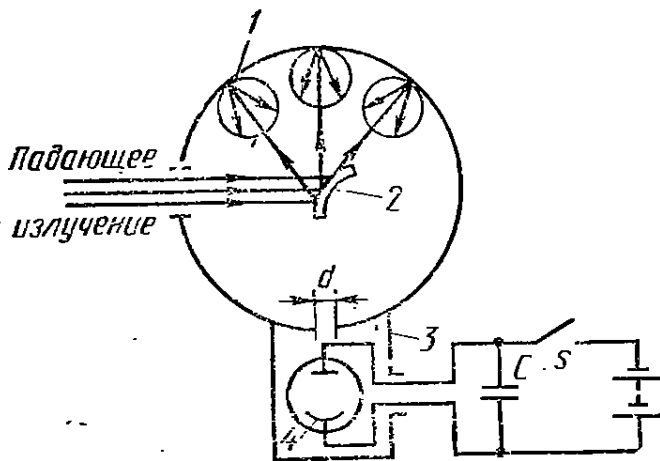


Рис. 10.17. Схема фотоэлектрического измерителя со сферой Ульбрехта;

1 — сфера Ульбрехта; 2 — отражатель; 3 — корпус измерителя; 4 — фотоэлемент

$$F_q = \frac{F}{2\pi} \frac{q_{\pi}}{l^2}. \quad (10.35)$$

Для диапазона видимых лучей диффузная поверхность получается нанесением слоя $BaSO_4$ толщиной 2 мм на плоскую пластину. В качестве связующего материала используют карбоксилметилцеллюлозу. Коэффициент отражения такой поверхности 98—99%.

В качестве устройства для ослабления интенсивности излучения применяют также сферу Ульбрехта (рис. 10.17). Луч лазера, падающий в сферу через отверстие, отражается рассеивающим зеркалом на внутреннюю поверхность сферы. Отраженный от этой поверхности свет рассеивается. Коэффициент ослабления излучения с достаточным приближением определяют отношением площади отверстия диаметром d , через которое свет попадает на фотоэлемент, к полной поверхности сферы.

Пондеромоторные измерители. Действие пондеромоторного измерителя основано на использовании светового давления. Такие приборы применяют для измерения энергии и мощности излучения лазеров, работающих в импульсном и непрерывном режимах. Верх-

ний предел измеряемых величин практически не ограничен. Конструкции измерителей аналогичны рассмотренным в § 10.4.

Измерители больших импульсных мощностей. Для измерения больших импульсных мощностей часто используют различные эффекты в кристаллах, прозрачных для лазерного излучения. При падении излучения на сегнетоэлектрик (пироэлектрик) можно получить на кристалле или на последовательно соединенном с ним резисторе пироэлектрическое напряжение, которое можно измерить. Ток через резистор, называемый пиротоком, определяется следующим выражением:

$$i = \frac{R^* q_{\text{п}}^2}{J \rho_{\text{и}} c_{\text{т}} d} \frac{dT}{dt}, \quad (10.36)$$

где R^* — плотность излучения; $q_{\text{п}}$ — рабочая площадь пироэлектрика; κ — пиропостоянная кристалла; d — толщина кристалла; J — механический эквивалент теплоты; $\rho_{\text{и}} c_{\text{т}}$ — плотность и теплоемкость кристалла; dT/dt — скорость изменения температуры образца.

В качестве пироэлектриков применяют титанат бария, титанат свинца, моногидрат сульфата лития и др. Для регистрации силы пиротока на противоположные стороны кристалла напыляют серебряные или золотые электроды (рис. 10.18, а).

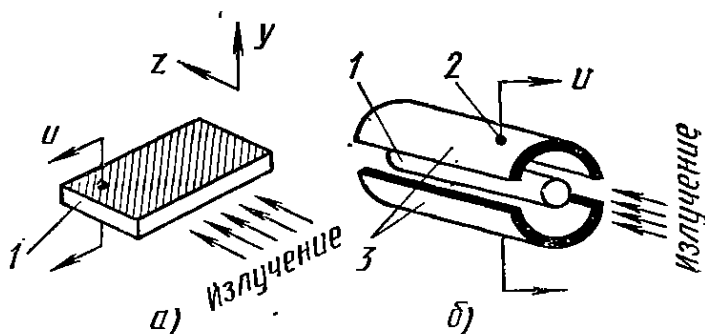


Рис. 10.18. Принципиальные схемы измерителей больших импульсных мощностей: а — измеритель на сегнетоэлектрике; б — измеритель на обратном электрооптическом эффекте; 1 — измеритель; 2 — электроды; 3 — пластины конденсатора

Приемник может представлять собой сферический конденсатор с круглым или прямоугольным входным отверстием. Сфера состоит из двух половин, изготовленных из пироактивной керамики титаната бария и склеенных эпоксидной смолой. На внешнюю и внутреннюю поверхности полусфер наносят серебряные электроды, к которым проводящим клеем присоединяются тонкие проводники. Сфера поляризуется электрическим полем напряженностью 10 кВ/см. Если диаметр сферы превышает радиус входного отверстия в 10 раз и более, то коэффициент поглощения приемника в диапазоне длин волн до 150 мкм равен 0,997, порог чувствительности $5 \cdot 10^{-8}$ Вт/Гц, постоянная времени 60 мкс. Линейность амплитудной характеристики сохраняется с точностью до 2% в пределах плотности лучистого потока $10-15 \cdot 10^{-5}$ Вт/см². Для измерения интенсивных излучений внутреннюю поверхность сферы покрывают тугоплавким слоем с большой отражательной способностью (например, слоем платины толщиной 0,1 мм).

Измеритель, основанный на использовании обратного электрооптического эффекта. Эффект состоит в том, что при падении мо-

нохроматического излучения в некоторых кристаллах возникает поляризация. Если один из таких кристаллов поместить в конденсатор специальной формы (рис. 10.18, б) то измеряемая мощность излучения будет связана с напряжением u на зажимах конденсатора соотношением.

Использовать полупроводники наиболее выгодно при измерении мощности лазеров, работающих в инфракрасном диапазоне (например, лазеров на CO_2). Верхний предел измеряемой мощности определяется оптической прочностью кристалла, которая для пьезокристаллов находится в пределах $(0,15 \div 1) \cdot 10^{10}$ Вт/см², что сравнимо с оптической прочностью (применительно к излучению лазеров) оптических стекол лучших марок.

Измеритель мощности, основанный на использовании обратного электрооптического эффекта, состоит из кристалла, прозрачного для измеряемого излучения; конденсатора, в котором находится кристалл и с пластин которого снимается напряжение, пропорциональное пиковой мощности моноимпульса лазера; электронной схемы для измерения наведенной э. д. с. (пикового вольтметра) и осциллографа для регистрации длительности импульса при измерении энергии излучения.

Способы измерения энергетических параметров многообразны. Им присущи особенности реализации, подобные рассмотренным выше и определяемые весьма малой длиной волны лазерного излучения.

Глава 11

АНАЛИЗ СПЕКТРОВ. ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

§ 11.1. Построение анализаторов спектра

Преобразование Фурье широко применяют при аналитических исследованиях физических процессов, если выполняются условия Дирихле и абсолютной интегрируемости. Для реальных физических процессов эти условия обычно выполняются.

Преобразования Фурье предполагают процесс $u(t)$ заданным на всей оси времени от $-\infty$ до $+\infty$. В частности, на интервалах времени от $-\infty$ до t_1 и от t_2 до $+\infty$ считают $u(t) = 0$. Такая модель соответствует понятию конечности во времени процесса, преобразуемого по Фурье.

Спектр $S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \exp(-i\omega t) dt$ определяется всем

закончившимся процессом, является функционалом всего процесса. Однако при измерениях наблюдают процессы на конечном интервале времени, т. е. не закончившиеся во времени. Это несоответствие позволяет устранить модель текущего частотного спектра,

определяемого соотношением

$$S_T(\omega) = \int_{-\infty}^T u(t) \exp(-i\omega t) dt.$$

Форма текущего спектра в общем случае отличается от истинного тем больше, чем меньше T .

При измерении спектра нижний предел является конечным, т. е. интегрирование (усреднение) производится от $-T$ до T . За этот счет возникает погрешность определения составляющих спектра, связанная с методом измерений, т. е. методическая. Эта погрешность для ряда технических применений не играет существенной роли, в других случаях ее необходимо учитывать и исследовать.

Сигналы сложной формы с помощью преобразования Фурье можно представить в виде суммы составляющих, меняющихся во времени по гармоническому закону. Совокупность гармоник составляет полный спектр сигнала. Анализ спектра включает измерение как амплитуд гармоник — спектр амплитуд, так и их начальных фаз — спектр фаз. Однако для многих практических задач достаточно знать лишь спектр амплитуд. Поэтому под анализом спектров обычно понимают нахождение спектра амплитуд исследуемого сигнала.

Различают параллельный и последовательный анализ. При *параллельном* анализе используют набор резонансных устройств (фильтров) Φ_i , настроенных на различные частоты (рис. 11.1). Исследуемое напряжение подают одновременно на все фильтры.

Напряжения на выходе фильтров определяются составляющими спектра исследуемого процесса. Погрешность при параллельном анализе определяют следующие основные факторы: конечность времени установления колебаний на выходе фильтра и зависимость ее от полосы пропускания, различие характеристик фильтров, настроенных на разные частоты. Анализаторы такого типа применяют в основном для анализа спектров одиночных импульсов.

Для исследования периодических, а точнее, многократно повторяющихся процессов применяют последовательный анализ. Структурная схема анализатора последовательного типа показана на рис. 11.2. Анализатор состоит из супергетеродинного приемника, индикаторного (обычно осциллографического) устройства и вспомогательных устройств. Супергетеродинный приемник служит для последовательного во времени выделения гармонических составляющих спектра входного сигнала. Приемник состоит из входной цепи, смесителя, генератора напряжения качающейся частоты (ГКЧ, см § 5.4), избирательного усилителя промежуточной частоты

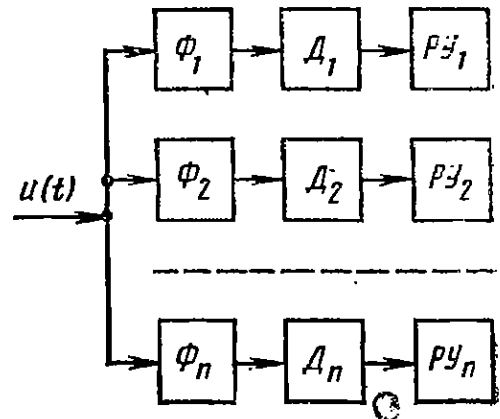


Рис. 11.1. Структурная схема устройства для параллельного анализа спектров

(УПЧ) и детектора. Настройку приемника на разные частоты производят с помощью напряжения, поступающего с выхода генератора развертки.

Осциллографическое устройство предназначено для наблюдения спектра исследуемого процесса и построено по принципу электронного осциллографа. Оно содержит электронно-лучевую трубку с устройствами управления лучом, усилители вертикального и горизонтального отклонения, генератор напряжения развертки. Вспо-

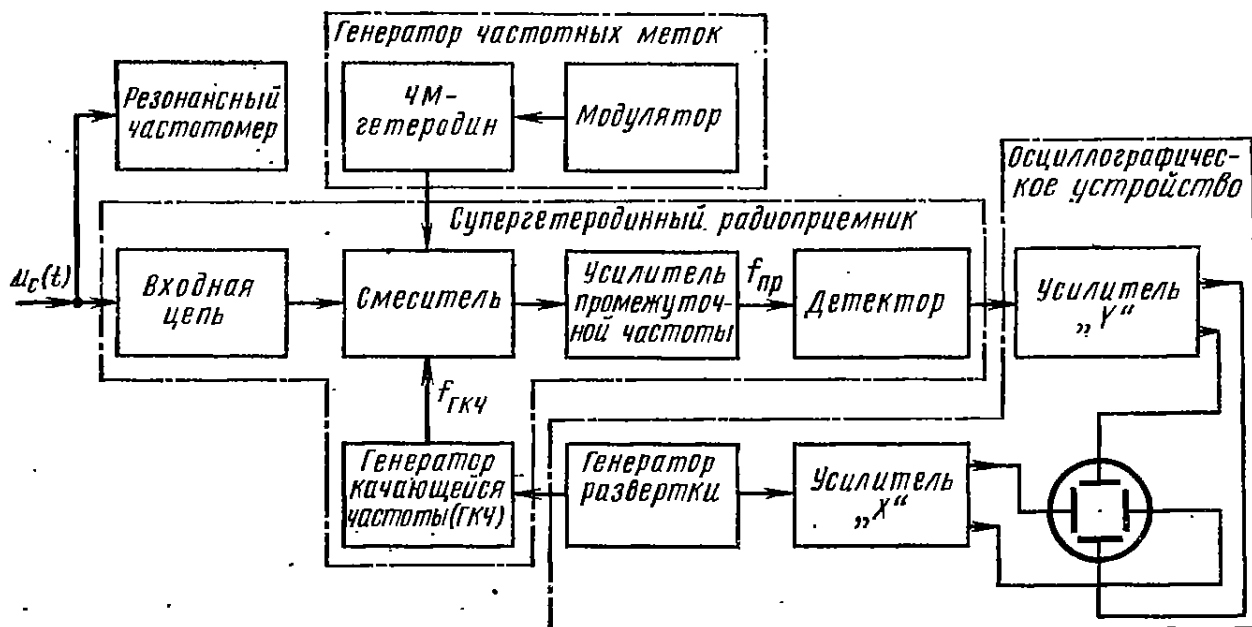


Рис. 11.2. Структурная схема анализатора спектра последовательного типа

могательные устройства используют для измерения характерных параметров спектра: частот, соответствующих максимумам или нулевым значениям огибающей спектра, ширины главного и боковых лепестков и т. д. К вспомогательным устройствам относят генератор калибрационных частотных меток и перестраиваемый частотомер.

Рассмотрим процессы, протекающие в анализаторе, принцип работы которого поясняет рис. 11.3. На рис. 11.3, а показано изменение во времени частоты ГКЧ. Эюра исследуемого спектра $S(f)$ и форма амплитудно-частотной характеристики УПЧ показаны на рис. 11.3, б. Будем считать, что разность частот соседних составляющих спектра больше полосы пропускания УПЧ. В результате воздействия на смеситель напряжения исследуемого сигнала и напряжения ГКЧ составляющие спектра $S(f)$ преобразуются в диапазон промежуточных частот $S(f_{пр})$. Эюра спектра при этом сохраняется. С изменением частоты ГКЧ частоты составляющих преобразованного спектра также изменяются во времени и последовательно попадают в полосу пропускания УПЧ (рис. 11.3, в). Напряжение на выходе УПЧ имеет вид радиоимпульсов (рис. 11.3, г), огибающая которых совпадает с формой амплитудно-частотной характеристики УПЧ. Амплитуды радиоимпульсов при постоянном

напряжении ГЧЧ пропорциональны амплитудам составляющих исследуемого спектра. На выходе детектора возникают видеоимпульсы (рис. 11.3, *д*), поступающие в канал Y осциллографического устройства (см. рис. 11.2) и далее на вертикально-отклоняющие пластины ЭЛТ. На X-пластины ЭЛТ подается пилообразное напряжение развертки (оно же управляет и частотой ГЧЧ). В результате на экране ЭЛТ появится последовательность выбросов, изображающих спектр исследуемого сигнала.

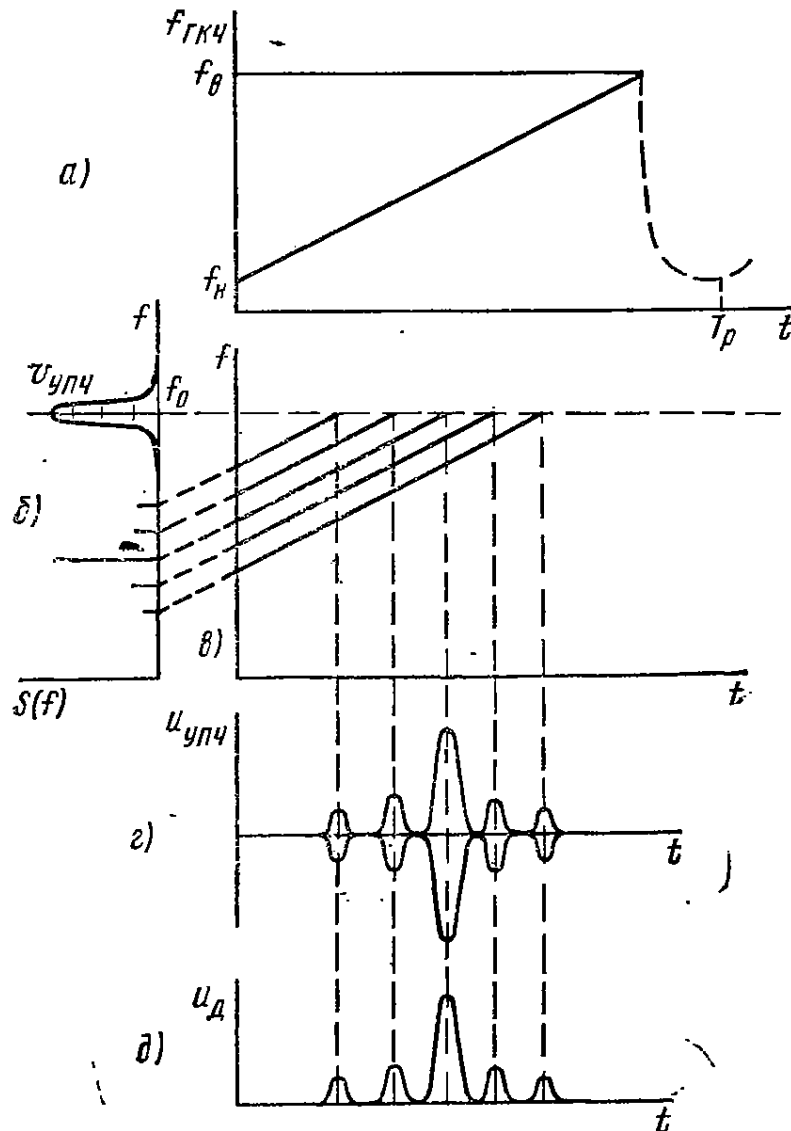


Рис. 11.3. Диаграмма напряжений в цепях анализатора спектра последовательного типа

Рассмотренные структурные схемы анализаторов параллельного и последовательного типов являются основополагающими. Возможны их разновидности. Так, развитие алгоритмов быстрого преобразования Фурье дало начало построению цифровых анализаторов спектра, реализующих это преобразование (см. § 16.1).

§ 11.2. Измерение параметров спектра

Параметры спектра измеряют с помощью вспомогательных устройств. Положение на оси частот отдельных спектральных линий

(выбросов) и характерных участков спектра, а также расстояние по частоте между наблюдаемыми выбросами определяют частотными метками. Проще всего создать одну частотную метку, подав на вход анализатора спектра вместе с исследуемым сигналом напряжение от измерительного генератора синусоидальных колебаний. В этом случае на экране анализатора появится частотная метка — выброс, соответствующий частоте напряжения генератора, изменяя частоту которого добиваются совпадения метки с определяемой точкой спектра. Частоту находят по шкале генератора.

Для создания набора равноотстоящих друг от друга меток в анализаторах спектра применяют специальные генераторы (например, генераторы частотно-модулированного напряжения). Спектр напряжения при частотной модуляции состоит из ряда гармонических составляющих, отстоящих друг от друга на величину частоты модуляции. Предусматривают возможность изменять среднюю частоту колебаний $f_{\text{ср}}$ и частоту модуляции $F_{\text{м}}$. При изменении частоты модуляции меняется интервал между метками, при изменении средней частоты колебаний все метки сдвигаются по оси частот. Напряжение от генератора частотно-модулированных колебаний вместе с исследуемым подают на вход анализатора спектра. На экране электронно-лучевой трубки видна картина наложения двух спектров. Изменяя параметры напряжения калибровки (среднюю частоту и частоту модуляции), совмещают метки с характерными точками исследуемого спектра.

Для создания одной частотной метки можно пользоваться также резонансным частотомером, в котором имеется последовательный колебательный контур (или объемный резонатор в анализаторах спектра СВЧ). При настройке контура частотомера на частоту какой-либо составляющей в спектре сигнала амплитуда соответствующего выброса на экране ЭЛТ заметно уменьшается вследствие шунтирующего действия частотомера.

§ 11.3. Основные характеристики анализатора спектра

К основным характеристикам анализатора спектра относятся рабочий диапазон частот, чувствительность, разрешающая способность, время анализа.

Рабочий диапазон частот. Это диапазон частот, в котором может производиться анализ спектров. Он определяется максимальной и минимальной частотами настройки узлов анализатора и вспомогательных устройств (генератора частотных меток, частотомера).

Важной характеристикой анализатора спектра является также максимальная полоса частот, в которой можно одновременно наблюдать составляющие спектра на экране анализатора. Эта величина определяется максимальной полосой качания частоты ГКЧ.

Чувствительность (см. гл. 1). Анализаторы спектра являются приборами с высокой чувствительностью и могут применяться для анализа слабых сигналов. В диапазоне радиочастот чувствительность обычно выражается в милливольтгах или микровольтах. В диапазоне СВЧ чувствительность выражается в ваттах и составляет обычно 10^{-7} — 10^{-14} .

Разрешающая способность Δf_p . Это минимальное расстояние по частоте между двумя соседними составляющими в спектре сигнала (с равными амплитудами), при котором соответствующие им выбросы на экране анализатора спектра наблюдаются отдельно (рис. 11.4, а, б). Выбросы на экране имеют конечную ширину, так как повторяют форму амплитудно-частотной характеристики усилителя промежуточной частоты. С уменьшением разности по частоте между двумя составляющими спектра уменьшается расстояние между соответствующими им выбросами на экране анализатора. При некотором значении $f_2 - f_1$ (рис. 11.4, а) выбросы нельзя наблюдать отдельно. Их условно считают на экране анализатора спектра различимыми, если (рис. 11.4, б) $y_1/y_2 \geq 2$. Соответствующее этому условию значение $f_2 - f_1 = \Delta f_p$ называют разрешающей способностью анализатора спектра. Чем меньше Δf_p , тем выше разрешающая способность, которая зависит от полосы частот, пропускаемых УПЧ анализатора, и скорости изменения частоты ГКЧ.

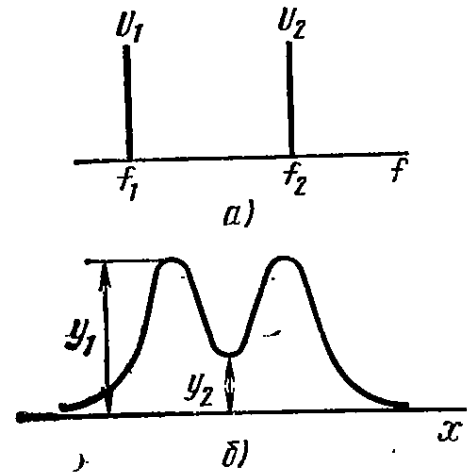


Рис. 11.4. К определению разрешающей способности анализатора спектра: а — спектр сигнала; б — соответствующие ему выбросы на экране анализатора

Различают статическую и динамическую разрешающие способности. Первая соответствует случаю, когда переходные процессы в УПЧ не искажают формы выбросов на экране анализатора, вторую определяют с учетом переходных процессов в избирательном устройстве анализатора спектра.

Статическую разрешающую способность определяют только шириной полосы пропускания усилителя промежуточной частоты $\Delta f_{упч}$. Согласно определению разрешающей способности, соотношение между Δf_p и $\Delta f_{упч}$ равно коэффициенту прямоугольности частотной характеристики УПЧ по уровню 0,5. Оценку этого соотношения можно получить, приняв, что УПЧ — однокаскадный. Так как коэффициент прямоугольности по уровню 0,5 одиночного контура равен $\sqrt{3}$; имеем

$$\Delta f_p = \sqrt{3} \Delta f_{упч}. \quad (11.1)$$

Динамическая разрешающая способность зависит от скорости изменения частоты ГКЧ. При увеличении скорости перестройки напряжение на выходе УПЧ не успевает изменяться в соответствии

с изменением напряжения на входе, так как энергия, запасенная в избирательной системе (например, в контуре), не может измениться мгновенно. Вследствие этого появляются динамические искажения амплитудно-частотной характеристики УПЧ и формы выбросов на экране анализатора спектра (анализ динамических искажений АЧХ избирательных цепей приводится в § 14.4). Это явление имеет место в том случае, если время переходного процесса в УПЧ соизмеримо с временем изменения частоты колебаний на входе УПЧ в пределах его полосы пропускания.

При работе анализатора спектра в динамическом режиме исследуемый спектр смещается по оси частот, снижаются разрешаю-

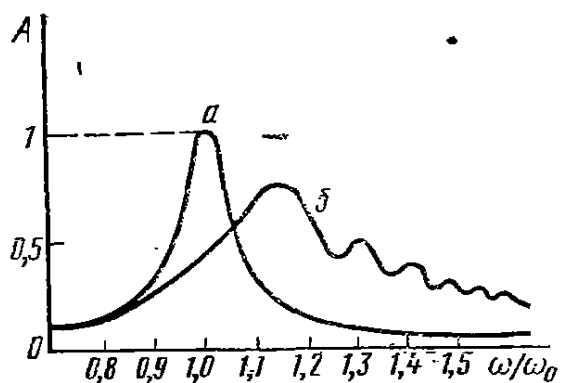


Рис. 11.5. Статическая и динамическая характеристики избирательного устройства

щая способность и чувствительность прибора. На рис. 11.5 приведена возможная зависимость напряжения на выходе избирательного усилителя от частоты изменяющегося во времени напряжения для статического (а) и динамического (б) режимов. Динамические искажения изображения спектра ограничивают допустимую скорость изменения частоты ГКЧ.

Как правило, при разработке анализаторов скорость изменения частоты ГКЧ выбирают из условия малых динамических искаже-

ний формы выбросов на экране, что соответствует работе прибора в квазистатическом режиме.

Значение скорости находят из условия

$$v_T \leq A \Delta f_{\text{УПЧ}}^2, \quad (11.2)$$

где A — коэффициент, определяемый схемой УПЧ и допустимыми динамическими погрешностями. Практически значение $A < 1$.

Время анализа. Это время, в течение которого получают изображение исследуемого спектра на экране анализатора. За это время происходит изменение частоты напряжения ГКЧ от минимального до максимального значений.

Существует связь между временем анализа и разрешающей способностью анализатора спектра. При линейном законе изменения частоты ГКЧ скорость v_T , время анализа t_a и интервал изменения частоты ГКЧ $\Delta f_{\text{ГКЧ}}$ связаны соотношением $v_T = \Delta f_{\text{ГКЧ}} / t_a$. Подставляя значение v_T в неравенство (11.2), получим следующее соотношение для времени анализа:

$$t_a > \frac{\Delta f_{\text{ГКЧ}}}{A \Delta f_{\text{УПЧ}}^2}. \quad (11.3)$$

Используя формулу (11.1), определяющую статическую разре-

шающую способность анализатора, получим

$$t_a > \frac{3\Delta f_{\text{ГКЧ}}}{A\Delta f_p^2}. \quad (11.4)$$

Время анализа обратно пропорционально квадрату разрешающей способности. Чем выше разрешающая способность (меньше Δf_p), тем больше должно быть время анализа.

Связь времени анализа и разрешающей способности следует также из теории спектрального анализа. Выражение для спектра в соответствии с преобразованием Фурье содержит интегрирование в пределах от $-\infty$ до $+\infty$. Это значит, что на этом же интервале

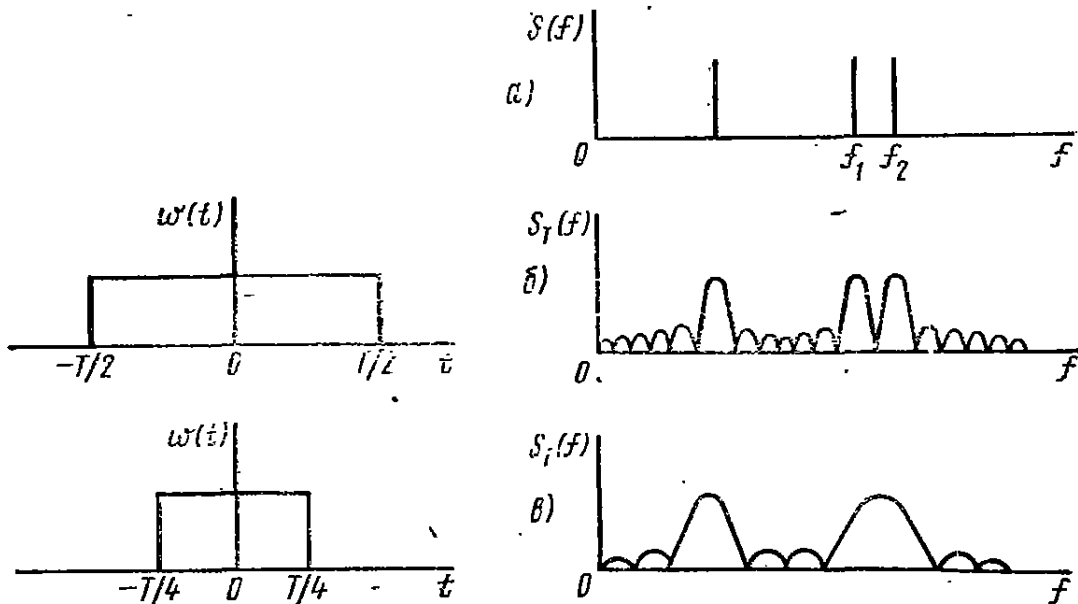


Рис. 11.6. Связь между временем анализа и разрешающей способностью

известен анализируемый сигнал, а накопление при измерении производится бесконечно долго. Конечность времени анализа означает, что рассматривается только часть истинного сигнала (выборка), соответствующая интервалу времени T , где T — время накопления. Эту выборку $u_T(t)$ можно представить в виде произведения истинного сигнала $u(t)$ на функцию $W(t)$, характеризующую конечность выборки во времени, т. е. $u_T(t) = u(t)W(t)$.

Если частотная характеристика избирательного усилителя близка к прямоугольной, то можно считать, что $W(t) \approx 1$ при $-T/2 \leq t \leq T/2$ и $W(t) = 0$ вне этого интервала. Спектр реализации сигнала $S_T(f)$ определяется соотношением

$$S_T(f) = \int_{-T/2}^{T/2} u(t)W(t)e^{-i2\pi ft} dt.$$

Известно, что спектр произведения функций равен свертке спектров сомножителей, т. е.

$$S_T(f) = \int_{-\infty}^{\infty} S(g)W(f-g) dg.$$

где $W(f)$ — спектр функций $W(t)$. Для малых длительностей выборки (малое время анализа) наблюдаемый спектр $S_T(f)$ может существенно отличаться от истинного. Это отличие характеризует рис. 11.6. На рис. 11.6, а изображен истинный спектр сигнала, на рис. 11.6, б показан спектр выборки, соответствующий показанной слева функции $W(t)$, т. е. соответствующий некоторой скорости изменения частоты ГКЧ (или времени анализа). Имеет место разрешение составляющих спектра сигнала на частотах f_1 и f_2 . При

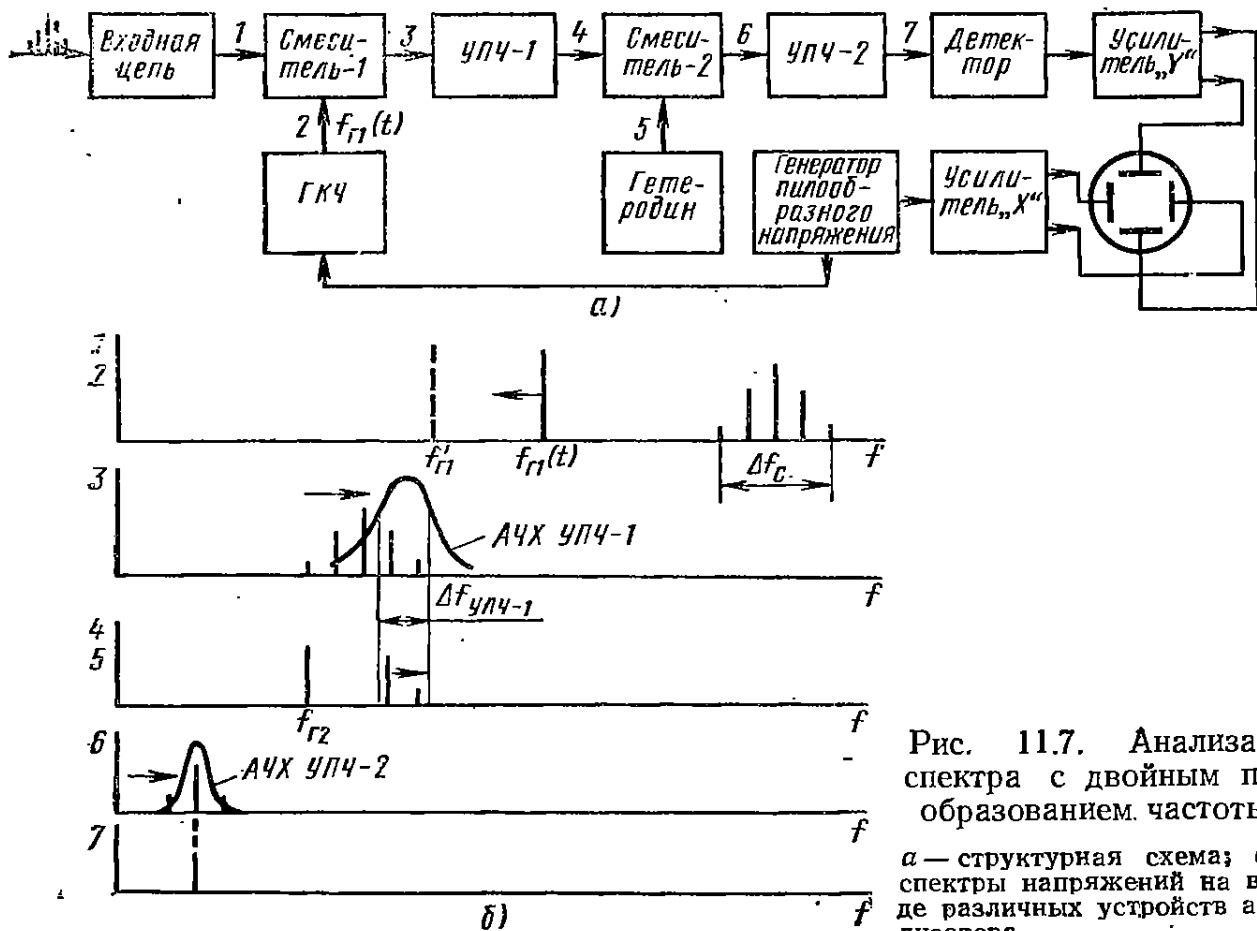


Рис. 11.7. Анализатор спектра с двойным преобразованием частоты:
а — структурная схема; б — спектры напряжений на входе различных устройств анализатора

уменьшении в два раза времени анализа (скорость изменения частоты ГКЧ в два раза возросла) спектр выборки изменится (показан на рис. 11.6, в). Вид функции $W(t)$ для этого случая дан слева от рисунка. Составляющие частот f_1 и f_2 в этом случае не разрешаются. Из кривых рис. 11.6 следует также, что конечность выборки во времени приводит к появлению дополнительных мелких выбросов, которых нет в истинном спектре сигнала.

§ 11.4. Особенности исследования спектров

Представляют интерес пути повышения точности измерения основных характеристик и особенности анализа спектров некоторых сигналов. Рассмотрим отдельные примеры.

Повышение разрешающей способности. С помощью схемы на рис. 11.2 трудно получить высокую разрешающую способность ана-

лизатора. Для ее повышения (уменьшения Δf_p) применяют схемы анализаторов с двойным (иногда тройным) преобразованием частоты (рис. 11.7). Структурная схема анализатора с двойным преобразованием частоты приведена на рис. 11.7, а. Эта схема отличается от схемы анализатора на рис. 11.2 введением второго преобразователя частоты, состоящего из смесителя 2, гетеродина и УПЧ-2. Цифрами 1—7 отмечены точки, для которых приведены эпюры напряжений на рис. 11.7, б.

Характер процессов, протекающих в схеме на рис. 11.7, а, иллюстрирует рис. 11.7, б (горизонтальные стрелки показывают направление изменения соответствующих величин при прямом ходе пилообразного напряжения, управляющего частотой ГКЧ). Спектр исследуемого напряжения преобразуется смесителем 1 в диапазон первой промежуточной частоты. Избирательный усилитель УПЧ-1 пропускает часть этого спектра. С изменением частоты напряжения ГКЧ различные участки преобразованного исследуемого спектра последовательно поступают на вход смесителя 2. Смеситель 2 преобразует поступающее на его вход напряжение в диапазон более низкой второй промежуточной частоты. Избирательный усилитель УПЧ-2 имеет меньшую полосу пропускаемых частот $\Delta f_{\text{упч-2}}$ и обеспечивает требуемую разрешающую способность анализатора.

При выборе параметров первого и второго преобразователей частоты целесообразно руководствоваться следующим. Средняя частота $f_{0\text{упч-1}}$, на которую настраивается усилитель УПЧ-1, должна быть не меньше, чем полоса частот, занимаемая наиболее широким из исследуемых спектров Δf_c . Средняя частота f_{02} , на которую настроен УПЧ-2, должна быть несколько больше, чем полоса пропускания первого усилителя. Итак, $f_{0\text{упч-1}} > \Delta f_c$ и $f_{02} > \Delta f_{\text{упч-1}}$. Разрешающая способность анализатора определяется величиной $\Delta f_{\text{упч-2}}$. Время анализа зависит от величины $\Delta f_{\text{упч-2}}$ в соответствии с соотношением (11.4) при линейном изменении частоты напряжения ГКЧ.

Оценим повышение разрешающей способности анализатора за счет двойного преобразования частоты на следующем примере. Пусть $\Delta f_c = 40$ МГц, а эквивалентная добротность избирательных усилителей $Q_{\text{эк}} = 100$. Тогда средняя частота первого усилителя $f_{0\text{упч-1}} > 40$ МГц, а его полоса пропускания не менее 400 кГц. На выход усилителя УПЧ-1 проходит только часть исследуемого спектра в полосе частот $\Delta f_{\text{упч-1}} = 400$ кГц. Среднюю частоту усилителя УПЧ-2 следует выбрать равной $500 \text{ кГц} > f_{0\text{упч-1}}$. Тогда при $Q = 100$ полоса пропускания УПЧ-2 равна 5 кГц. Разрешающая способность анализатора при двойном преобразовании частоты по формуле (11.1) окажется равной $\Delta f_p = 5\sqrt{3} = 9$ кГц. Если бы второго преобразователя частоты не было, то разрешающая способность анализатора спектра определялась бы полосой пропускания первого усилителя и была бы равна $\Delta f_{p1} = \sqrt{3}400 = 700$ кГц.

В рассматриваемом примере обеспечить разрешающую способ-

ность анализатора 5 кГц при одном преобразовании частоты было бы очень сложно. Для этого потребовалось бы создать частотно-избирательный усилитель с эквивалентной добротностью $Q_{\text{вк}} = 8000$.

Для дальнейшего повышения разрешающей способности анализатора применяют трехкратное преобразование частоты. Следует учитывать, что при линейном законе изменения частоты первого гетеродина повышение разрешающей способности анализатора неизбежно сопровождается увеличением времени анализа в соответствии с неравенством (11.4).

Анализ спектров периодических импульсных напряжений. Рассматриваются многократно повторяющиеся импульсные процессы. При изложении принципа действия анализатора (11.1) предполагалось, что время прямого хода изменения частоты напряжения ГЧЧ T_p много больше периода изменения исследуемого напряжения T . При невыполнении этого условия появляются искажения спектра.

Рассмотрим характер искажений при анализе спектра импульсного напряжения. Предполагаем, что исследуются радиоимпульсы, длительность которых $\tau \ll T$. Соотношение между периодами T_p и T может быть произвольным. Предположим, что за время длительности импульса частота опорного напряжения изменится на величину δf меньшую, чем полоса пропускания избирательного усилителя:

$$\delta f < \Delta f_{\text{упч}}. \quad (11.5)$$

Это условие является грубым, так как означает, что частоту заполнения каждого отдельного импульса на выходе смесителя можно считать постоянной. В то же время импульсы на выходе смесителя, следующие во времени один за другим, имеют различные частоты заполнения. Для простоты предполагаем анализатор с одним преобразованием частоты, а режим его работы — близким к статическому. При сделанных допущениях можно рассматривать воздействие на избирательный усилитель каждого импульса отдельно.

Пусть в некоторый момент радиоимпульс на входе усилителя имеет частоту заполнения Ω_1 . Его спектр $S = S[\Omega_1 - \Omega] \times e^{-i\Psi(\Omega_1 - \Omega)}$. Частота Ω_1 меняется от импульса к импульсу, поэтому можно считать $\Omega_1 = \Omega_1(t)$. Коэффициент передачи избирательного усилителя запишем в виде $K[i(\Omega_0 - \Omega)] = |K(\Omega_0 - \Omega)| e^{-i\Phi(\Omega_0 - \Omega)}$, где $\Phi(\Omega)$ определяет фазочастотную характеристику. Спектр напряжения на выходе усилителя равен произведению:

$$S_{\text{в}}(i\Omega) = S[i(\Omega_1 - \Omega)] |K(\Omega_0 - \Omega)| e^{-i\Phi(\Omega_0 - \Omega)} e^{-i\Psi(\Omega_1 - \Omega)}.$$

Пользуясь преобразованием Фурье, найдем напряжение на выходе избирательного усилителя:

$$u_{\text{в}}(t) \approx \frac{1}{2\pi} \int_{-T_y/2}^{T_y/2} S(\Omega_1 - \Omega) |K(\Omega_0 - \Omega)| e^{-i\Psi(\Omega_1 - \Omega)} e^{-i\Phi(\Omega_0 - \Omega)} e^{i\Omega t} d\Omega,$$

здесь $T_y \approx 1/\Delta f_{\text{упч}}$ — время усреднения. При допущении о статическом режиме работы анализатора пределы интегрирования можно считать бесконечными. Спектр исследуемых импульсов занимает область частот значительно большую, чем полоса пропускания усилителя, т. е. $S(\Omega_1 - \Omega)$ — медленно меняющаяся функция по сравнению с функцией $K(\Omega_0 - \Omega)$. Поэтому можно воспользоваться теоремой о среднем. В результате приближенно получим

$$u_{\text{н}}(t) \approx a S(\Omega_1 - \Omega_0) K(\Omega_0) \Delta f_{\text{упч}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-i\Psi(\Omega_1 - \Omega)} e^{-i\Phi(\Omega_0 - \Omega)} e^{i\Omega t} d\Omega,$$

где $a = \text{const}$.

Вычисление интеграла даст зависимость от времени напряжения на выходе усилителя. Амплитуда же этого напряжения при завершении переходного процесса

$$u_{\text{вт}} \approx AS[\Omega_1(t) - \Omega_0], \quad (11.6)$$

где $A = aK(\Omega_0)\Delta f_{\text{упч}} = \text{const}$. В равенстве (11.6) учитывается зависимость частоты заполнения импульса Ω_1 от времени.

Таким образом, каждому входному импульсу соответствует выброс напряжения на выходе избирательного усилителя. Амплитуда этого выброса пропорциональна спектру импульса на частоте, отстоящей от максимума на величину $\Omega_1(t) - \Omega_0$. За время анализа T_p разность $\Omega_1(t) - \Omega_0$ принимает дискретный ряд значений в области частот, занимаемой исследуемым спектром. Огибающая выбросов напряжения (а значит, и выбросов на экране трубки) повторяет огибающую исследуемого спектра.

При медленном изменении опорного напряжения смесителя ($T_p \gg T$) разность $\Omega_1(t) - \Omega_0$ проходит все значения частот, соответствующих составляющим исследуемого спектра. На этих частотах будут максимальные выбросы, пропорциональные амплитудам соответствующих гармоник спектра. Количество выбросов на экране соответствует основному составляющим спектра.

При увеличении скорости изменения частоты опорного напряжения ($T_p \sim T$) увеличивается разность $\Omega_1 - \Omega_0$ для соседних во времени входных импульсов. Наступает пропуск отдельных составляющих спектра на экране анализатора. Таким образом, при $T_p \sim T$ картина на экране анализатора отображает только огибающую спектра исследуемых импульсов. Количество же выбросов на экране может не соответствовать действительному количеству составляющих спектра. При быстром изменении частоты напряжения ГКЧ, когда $T_p = (2 \div 3)T$, на экране анализатора появится всего 2—3 выброса. По ним уже невозможно судить об огибающей спектра, т. е. информация о спектре теряется.

Возможны и другие искажения изображения спектра. Так, равенство (11.5) при $T_p \sim T$ не выполняется. Это означает, что необходимо учитывать изменение частоты заполнения импульсов, поступающих на вход избирательного усилителя, т. е. учитывать дополнительную частотную модуляцию, создаваемую в процессе анали-

за. Она приводит к тому, что изображение спектра радиоимпульсов на экране анализатора становится несимметричным, главным образом в области боковых лепестков.

§ 11.5. Сокращение времени спектрального анализа

Существуют способы ускоренного анализа спектра, позволяющие при неизменной разрешающей способности уменьшить время анализа. Построение анализатора при этом усложняется.

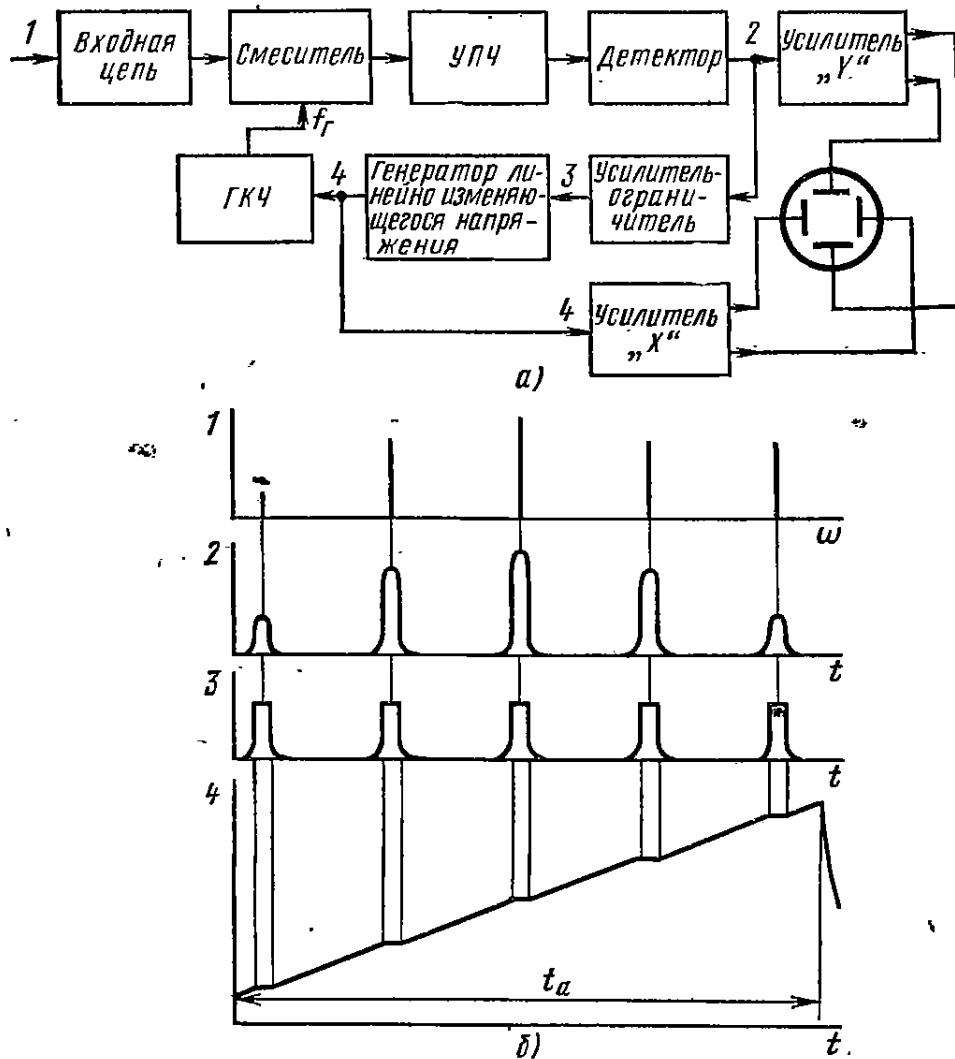


Рис. 11.8. Ускоренный анализ спектров:
 а — структурная схема; б — графики процессов в различных точках анализатора

Один из способов ускоренного анализа состоит в автоматически регулируемом скачкообразном изменении скорости перестройки частоты напряжения ГКЧ. Структурная схема и графики, поясняющие ее работу, приведены на рис. 11.8, а, б. Цифрами 1—4 отмечены точки схемы, для которых на рис. 11.8, б приведены эпюры напряжений. При построении схемы учитывается, что спектр периодических сигналов дискретный. Интервал между соседними линиями в спектре может во много раз превышать ширину полосы пропускания анализатора. В этом случае уменьшить время анализа можно за счет повышения скорости изменения частоты напряжения ГКЧ ν_T в промежутках между выбросами. Скорость изменяется автоматически. Управлять скоростью перестройки ГКЧ можно

напряжением, снимаемым с выхода детектора. В моменты времени, когда составляющие спектра находятся вне полосы пропускания избирательного усилителя, напряжение на выходе детектора близко к нулю. В эти интервалы времени скорость v_r устанавливается большой. Поэтому интервал, в котором отсутствуют спектральные составляющие, «просматривается» с большой скоростью и за короткое время.

Если в полосу пропускания УПЧ попадает составляющая спектра, то на выходе детектора появляется управляющий сигнал, который после усиления и ограничения до определенного уровня подается на генератор линейно изменяющегося напряжения. Управляющий сигнал воздействует на ГКЧ таким образом, что скорость изменения частоты v_r снижается до требуемого значения, удовлетворяющего условию (11.2). Пониженная скорость изменения частоты сохраняется в течение времени, пока составляющая спектра проходит через полосу пропускания усилителя. Когда составляющая спектра выйдет из полосы пропускания усилителя, управляющий сигнал с выхода детектора не будет поступать на ГКЧ, и скорость v_r возрастет. Напряжение развертки трубки в этом случае является линейно-ступенчатым (рис. 11.8, б).

Анализ с переменной скоростью изменения частоты опорного напряжения дает уменьшение времени приблизительно в 20—25 раз.

Другой способ ускорения анализа основан на изменении масштаба времени (сжатие во времени). В основу положено соотношение для времени анализа (11.4): время анализа пропорционально полосе частот, занимаемой исследуемым спектром, и обратно пропорционально квадрату разрешающей способности. Допустим, требуется исследовать спектр, занимающий полосу частот Δf_c при разрешающей способности Δf_p . В соответствии с формулой (11.4) время анализа

$$t_a > \frac{3}{A} \frac{\Delta f_c}{(\Delta f_p)^2} \quad (\text{считаем } \Delta f_r = \Delta f_c).$$

Уменьшить время анализа можно следующим образом. С помощью дополнительных устройств получим масштабную копию исследуемого напряжения, которая отличается от реального сигнала тем, что ее длительность в n раз меньше. Полоса частот, занимаемая спектром копии, увеличивается в n раз. Картина спектра на экране и разрешение составляющих не изменятся, если для анализа копии применить анализатор с разрешающей способностью $n\Delta f_p$. Время анализа копии в соответствии с формулой (11.4)

$$t_a > \frac{3}{A} \frac{\Delta f_c}{(\Delta f_p)^2} \frac{1}{n},$$

т. е. в n раз меньше, чем при анализе непосредственно сигнала.

Сжатие сигнала во времени можно осуществить с помощью различных запоминающих устройств: например, записывать сигнал на магнитной ленте, движущейся со скоростью v_1 , а считывать его при движении ленты со скоростью nv_1 . Сжатие сигнала во времени можно также осуществить с помощью импульсных устройств с запаздывающей обратной связью.

§ 11.6. Измерение нелинейных искажений

Измерение некоторых величин, характеризующих сигналы или цепи, производят с помощью приборов, которые по построению близки к анализаторам спектра. К таким величинам относятся нелинейные искажения, которые возникают в цепях с нелинейной амплитудной характеристикой. На выходе этих цепей колебания теряют синусоидальную форму. Высшие гармоники, возникающие при нелинейных искажениях, можно измерить с помощью анализаторов спектра. Существует несколько количественных показателей уровня нелинейных искажений. Наибольшее распространение получил

показатель — коэффициент нелинейных искажений (коэффициент гармоник), определяемый формулой

$$K_{\text{н}} = \frac{\sqrt{u_2^2 + u_3^2 + \dots}}{u_1}, \quad (11.7)$$

где u_1, u_2 — эффективные значения напряжения гармоник спектра на выходе исследуемой цепи.

Для измерения относительного значения напряжения гармоник можно использовать анализатор спектра, если его разрешающая способность позволяет наблюдать отдельно спектральные составляющие. Если детектор анализатора линейный, то в формулу (11.7) вместо напряжений u_1, u_2 можно подставить значения амплитуд выбросов A_1, A_2, \dots , выраженных на экране анализатора в миллиметрах.

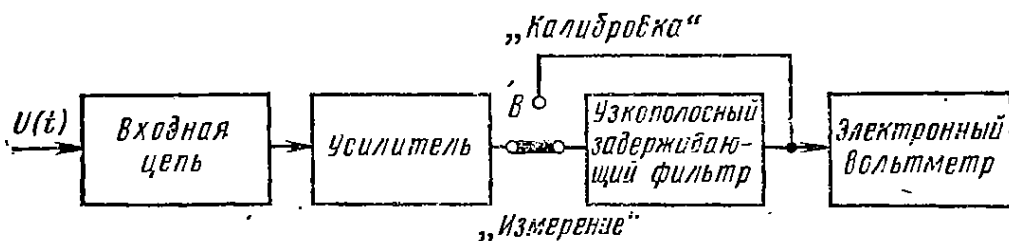


Рис. 11.9. Структурная схема измерителя нелинейных искажений

Существуют специальные приборы — измерители нелинейных искажений (ИНИ). Структурная схема такого прибора приведена на рис. 11.9. Входная цепь служит для согласования прибора с исследуемым источником. Перед измерением переключатель ставят в положение «Калибровка», с помощью усилителя измеряемое напряжение усиливают до такого фиксированного значения, при котором электронный вольтметр будет проградуирован в значениях коэффициента нелинейных искажений. Обычно показание вольтметра равно 1 или 10 В. Затем переключатель прибора ставят в положение «Измерение». Настроив задерживающий фильтр, подавляют напряжение основной частоты. Полное подавление будет при минимальном показании прибора. В этом случае электронный вольтметр показывает эффективное значение суммы высших гармонических составляющих, отнесенное к эффективному значению напряжения сигнала:

$$k = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U}.$$

Выражение для k не совпадает с выражением для коэффициента нелинейных искажений $K_{\text{н}}$, определяемым формулой (11.7), но связано с ним простым соотношением

$$K_{\text{н}} = \frac{k}{\sqrt{1 - k^2}}. \quad (11.8)$$

Из (11.8) следует, что шкалу электронного вольтметра можно непосредственно проградуировать в значениях коэффициента нелинейных искажений $K_{н}$.

Глава 12

ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

§ 12.1. Особенности измерений

В электро- и радиотехнике большую роль играют случайные процессы: напряжение собственных шумов радиотехнической аппаратуры, шумовые сигналы, сигналы речи и т. д. Случайным называют процесс $X(t)$, мгновенные значения которого есть случайные величины. Изучение этих процессов требует применения статистических методов анализа. При статистическом подходе отказываются от определения точного результата отдельного опыта или измерения, основываются на рассмотрении множества опытов. При рассмотрении множества удается найти закономерности и количественные соотношения, характеризующие случайный процесс в среднем.

Полное описание случайных процессов производят с помощью систем вероятностных характеристик: многомерных функций распределения вероятности, моментных и характеристических функций и др. При измерениях случайный процесс проявляется в виде отдельных его реализаций. Полное представление процесса возможно с помощью так называемого ансамбля, т. е. бесконечной совокупности реализаций. Ансамбль — математическая абстракция, модель случайного процесса. Конкретные реализации, наблюдаемые при эксперименте, представляют собой физические процессы, явления или объекты и входят в ансамбль как его неотъемлемая часть.

Вероятностная характеристика Q случайного процесса, представленного ансамблем реализаций $x_i(t)$, $i=1, 2, \dots, \infty$, определяется усреднением по множеству

$$Q[X(t)] = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N q[x_i(t)], \quad (12.1)$$

где $q[x_i(t)]$ — некоторое преобразование, лежащее в основе определения вероятностной характеристики. Например, при определении дисперсии случайного процесса с нулевым математическим ожиданием $q[x_i(t)] = x_i^2(t)$.

Вместо усреднения по множеству можно произвести усреднение во времени, используя некоторую, например k -ю, реализацию слу-

чайного процесса, тогда

$$Q[X(t)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T q[x_k(t)] dt. \quad (12.2)$$

В общем случае результаты усреднения по множеству (12.1) и времени (12.2) неодинаковы. Предел выборочного среднего по множеству представляет вероятностную характеристику, выражающую зависимость вероятностных свойств процесса от текущего времени. Предел выборочного среднего по времени представляет собой вероятностную характеристику, выражающую зависимость вероятностных свойств процесса от номера реализации.

Наличие и отсутствие зависимости значений вероятностных характеристик от времени или номера реализации определяет такие фундаментальные свойства процесса, как стационарность и эргодичность. Стационарным называют процесс, вероятностные характеристики которого не зависят от времени; эргодическим — процесс, вероятностные характеристики которого не зависят от номера реализации. Таким образом, для стационарного случайного процесса характерна вероятностная эквивалентность всех временных сечений ансамбля реализаций (в смысле предела выборочного среднего), для эргодического — вероятностная эквивалентность всех реализаций, входящих в ансамбль.

Возможны и другие процессы. Стационарный неэргодический случайный процесс — такой, у которого эквивалентны временные сечения — вероятностные характеристики не зависят от текущего времени, но не эквивалентны реализации — вероятностные характеристики зависят от номера реализации. Нестационарный эргодический случайный процесс — такой, у которого эквивалентны реализации — вероятностные характеристики не зависят от номера реализации, но не эквивалентны сечения по времени — вероятностные характеристики зависят от текущего времени. Таким образом, классификация на основе стационарности и эргодичности дает четыре класса случайных процессов: стационарные эргодические, стационарные неэргодические, нестационарные эргодические, нестационарные неэргодические. Учет и использование указанных свойств случайных процессов играет большую роль при планировании эксперимента по определению вероятностных характеристик этих процессов, а также при оценке и понимании результатов измерений.

В радиоэлектронике приходится сталкиваться со всеми перечисленными классами случайных процессов. В большинстве случаев представляет интерес измерение вероятностных характеристик стационарных эргодических процессов, что и рассматривается далее.

Различают две основные группы характеристик, содержащие информацию: 1) о распределении значений процесса во времени (среднее значение, функция корреляции, функция распределения); 2) о распределении энергии процесса по частоте (спектральная плотность, полоса частот).

Истинные характеристики случайных процессов, определяемые в большинстве случаев как интегралы по-бесконечным пределам, в принципе можно найти на основании бесконечно большого количества возможных реализаций процесса или в случае эргодичности — на основании одной реализации бесконечной длительности. Реально можно наблюдать только ограниченные выборки, т. е. реализацию конечной длительности или конечный ансамбль реализаций. Поэтому задача измерений состоит в том, чтобы найти оценки характеристик случайного процесса на основании конечной выборки. Эти оценки называют выборочными.

Для измерения вероятностных характеристик случайных процессов характерно обязательное наличие систематической погрешности, обусловленной конечностью объема выборочных данных о мгновенных значениях реализаций случайного процесса. Погрешность этого вида часто называют методической, присущей методу измерений.

Для измерения отдельных вероятностных характеристик случайных процессов применяют измерительные приборы, предназначенные для измерения среднего и действующего значений тока или напряжения. Для измерения среднего значения применяют магнитоэлектрические и цифровые интегрирующие приборы, а для измерения среднеквадратического отклонения — приборы, показания которых определяются действующим значением входного процесса, например термоэлектрические, электростатические и др. В большинстве случаев для измерения вероятностных характеристик случайных процессов применяют специальные приборы, на принципах построения которых остановимся подробнее.

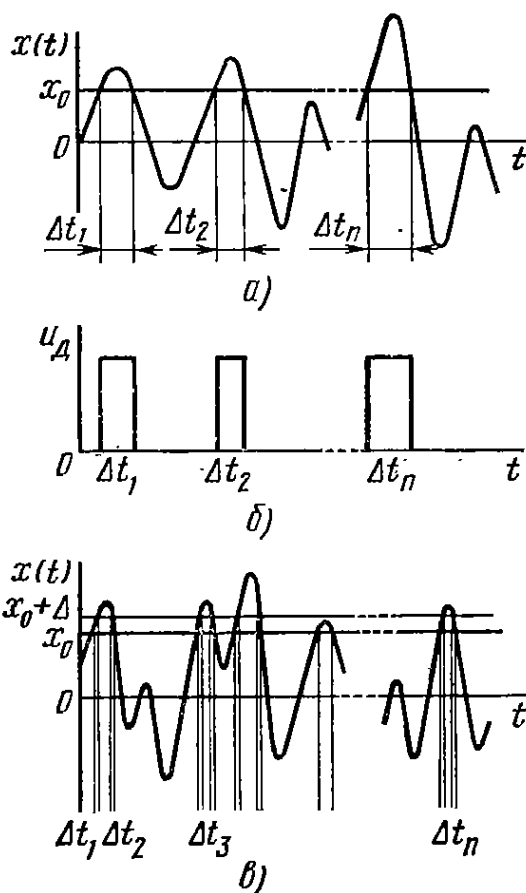


Рис. 12.1. «Время пребывания» реализации случайного процесса: а — выше заданного уровня; б — импульсы измерительной информации; в — в интервале уровней

§ 12.2. Оценка распределения вероятностей

Представляют интерес интегральная функция распределения и функция распределения плотности вероятности. Анализ распределения вероятностей предусматривает получение кривых распределения для различных значений аргумента.

Алгоритм работы анализатора. Основой анализа является связь между функцией распределения вероятностей стационарного эргодического случайного процесса $X(t)$ и относительным временем пребывания реализации этого процесса выше заданного уровня анализа (рис. 12.1, а, б). Аналогичная связь имеется между плотностью распределения и относительным временем пребывания реализации процесса в интервале значений x_0 и $x_0 + \Delta x$ (рис. 12.1, в).

На основании анализа реализации процесса (рис. 12.1, а, б) при конечном времени наблюдения T можно вычислить оценку дополнительной функции:

$$F(X > x_0) = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^n \Delta t_i. \quad (12.3)$$

Оценку интегральной функции распределения находят по формуле

$$P_T \{x(t) < x_0\} = 1 - \frac{1}{T} \sum_{i=1}^n \Delta t_i. \quad (12.4)$$

Оценку функции плотности распределения можно вычислить следующим образом (рис. 12.1, в):

$$p_T(x_0) \Delta x = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^n \Delta t_i.$$

Отсюда

$$p_T(x) = \frac{1}{T \Delta x} \sum_{i=1}^n \Delta t_i \dots \quad (12.5)$$

Задача измерения значений функции распределения сводится к измерению суммы интервалов времени $\sum_{i=1}^n \Delta t_i$ за конечное время наблюдения реализации при заданном уровне x_0 . Производя измерения, соответствующие различной величине уровня x_0 , на основании формул (12.3) — (12.5) можно построить кривые оценки интегральной функции распределения и плотности распределения.

Структурная схема анализатора интегрального распределения. Эта схема дана на рис. 12.2, а. Назначение основных узлов следующее.

Входное устройство обеспечивает необходимую интенсивность исследуемого процесса на входе основных блоков. Оно содержит калиброванный ослабитель и в случае необходимости — усилитель. Входное сопротивление устройства должно быть высоким, что обеспечивается включением на входе катодного (эмиттерного) повторителя. Амплитудный дискриминатор выделяет интервалы вре-

мени, на которых значение входного напряжения выше (или ниже) установленного уровня — порога селекции. Величина уровня может изменяться оператором. Возможная форма напряжения на выходе амплитудного дискриминатора показана на рис. 12.1, б. Это напряжение соответствует шумовому входному процессу, изображенному на рис. 12.1, а, и представляет собой последовательность случайных прямоугольных импульсов постоянной амплитуды.

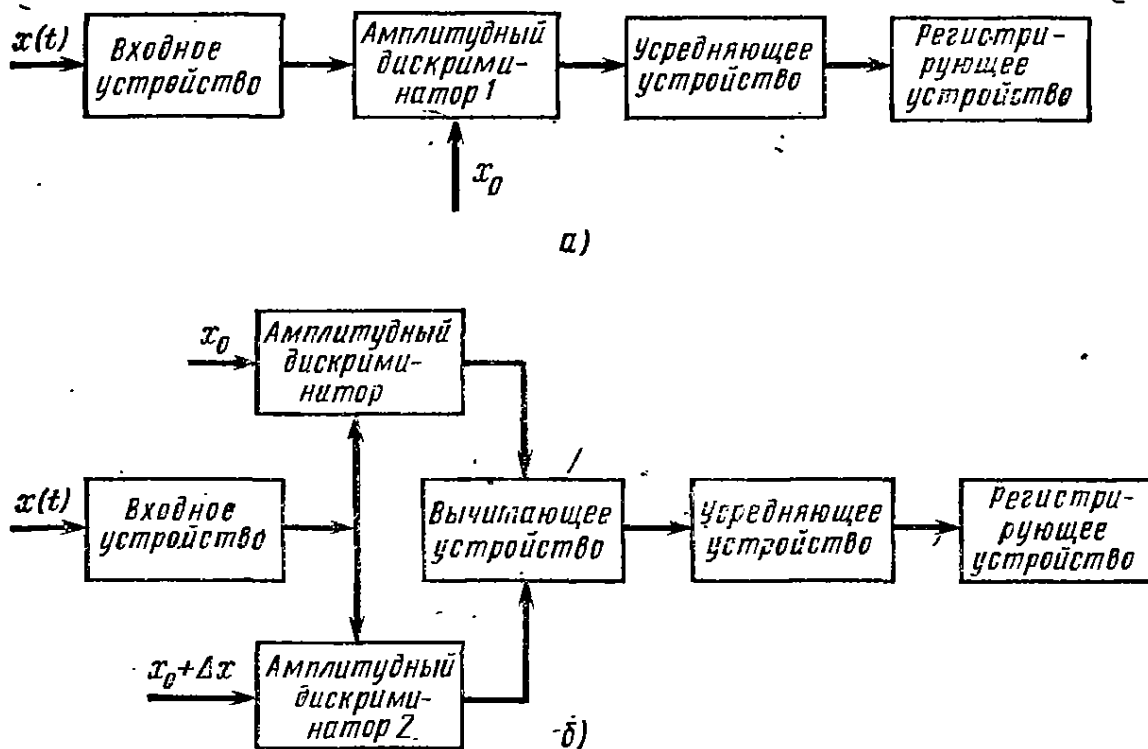


Рис. 12.2. Структурные схемы анализаторов распределения

Усредняющее устройство выполняет усреднение напряжения на выходе дискриминатора. Оно может быть выполнено в виде интегратора или фильтра низких частот.

В качестве регистрирующего устройства применяют стрелочные магнитоэлектрические приборы, самописцы, цифровые измерители интервалов времени, осциллографы с длительным послесвечением экрана.

Работа анализатора распределения протекает следующим образом. Входной случайный процесс (напряжение) сравнивают с порогом селекции x_0 . Импульсы на выходе дискриминатора соответствуют интервалам времени, когда входное напряжение превышает порог. Среднее значение напряжения (см. рис. 12.1, б), отнесенное к амплитуде напряжения импульсов, соответствует алгоритму (12.3). Напряжение, соответствующее алгоритму (12.4), определяющему оценку интегральной функции распределения, можно получить с помощью схемы вычитания. В результате измерения будет получена оценка интегральной функции распределения, соответствующая x_0 .

Уровень селекции x_0 можно изменять во времени (непрерывно или скачкообразно). На выходе индикатора в результате полного

цикла изменения x_0 будет кривая, приближающаяся к функции интегрального распределения случайного процесса.

Плотность распределения вероятностей анализируют с помощью устройства (рис. 12.2, б), содержащего два канала, подобных рассмотренному ранее. В каналах устанавливают уровни селекции x_0 и $x_0 + \Delta x$. На выходе амплитудного дискриминатора 1 формируются импульсы, длительность которых $\Delta t_i(x_0)$ соответствует интервалам времени, когда $x(t) > x_0$. Для дискриминатора 2 длительность импульсов $\Delta t_i(x_0 + \Delta x)$ соответствует интервалам времени, когда $x(t) > x_0 + \Delta x$. Длительность импульсов на выходе схемы вычитания соответствует интервалам времени, когда $x_0 < x(t) < x_0 + \Delta x$. Усреднение этих импульсов за время накопления определяет величину, соответствующую оценке вероятности

$$P_T \{x_0 < x(t) < x_0 + \Delta x\}.$$

Для малых интервалов Δx запишем

$$P_T \{x_0 < x(t) < x_0 + \Delta x\} = p_T(x) \Delta x.$$

Можно считать, что напряжение на выходе усредняющего устройства (рис. 12.2, б) дает оценку значения плотности распределения вероятности $p_T(x_0)$. Индекс T указывает на то, что оценка получена при конечном времени усреднения и не равна точно значению плотности вероятности. Меняя пороговый уровень x_0 , можно получить зависимость $p_T(x)$.

Рассмотренные схемы анализаторов распределения не единственны. Плотность распределения вероятностей можно измерить, например, по яркости свечения участка экрана электронно-лучевой трубки. Роль интервала Δx играет узкая щель, через которую свечение экрана попадает на фотоэлемент. Положение щели на экране по отношению к линии развертки определяет пороговый уровень x_0 .

Погрешности анализа распределений. Погрешность измерений характеризуют дисперсия и смещение оценки. Анализ показывает, что оценка (12.4) при $T \rightarrow \infty$ стремится к истинной вероятности и является несмещенной. Оценка плотности распределения (12.5) является смещенной. Систематическую ошибку смещения приближенно определяют формулой

$$b[p_T(x)] \approx \frac{(\Delta x)^2}{24} p''(x),$$

где $p''(x)$ — вторая производная функция $p(x)$ по аргументу, зависящая как от ширины интервала Δx , так и от формы кривой оценки. Это иллюстрирует рис. 12.3, на котором изображен участок кривой плотности распределения на интервале Δx с точкой x_i в центре интервала. Кривая $p(x)$ экспериментатору неизвестна, и он измеряет значение $p(x_i)$ для точки x_i . В результате измерений с помощью анализатора будет получено число u . Если предположить, что дисперсия оценки стремится к нулю ($T \rightarrow \infty$) и нет аппа-

ратурных погрешностей, то величина u численно равна площади фигуры $ABCD$, т. е.

$$u = \int_{x_i - \Delta x / 2}^{x_i + \Delta x / 2} p(x) dx.$$

Отношение $u/\Delta x$ равно ординате кривой в точке x_k , т. е. $p(x_k)$. При построении на чертеже экспериментатор отнесет ее к середине интервала, т. е. к точке x_i . Вместо точки K будет нанесена точка Q . Фактически же середине интервала соответствует ордината иско- мой кривой в точке W . Разность, определяемая на рисунке отрезком QW , есть погрешности смещения. Дисперсия оценки обратно пропорциональна времени усреднения T .

При расчетах точности интересуются среднеквадратическим значением погрешности, которая будет иметь место при выбранном времени усреднения T , или находят время усреднения, при котором среднеквадратическая погрешность не превышает установленной величины.

Время анализа для обеспечения

заданой величины погрешности зависит от уровня ограничения. Это связано с тем, что при больших по абсолютной величине уровнях уменьшается вероятность перехода через этот уровень случайного процесса. Например, при гауссовом распределении уменьшается количество случайных импульсов на выходе дискриминатора (типа изображенных на рис. 12.1, б). В этих условиях для обеспечения ошибки не более заданной необходимо увеличить время накопления.

Причиной погрешности могут быть факторы, обусловленные технической реализацией прибора (инструментальная погрешность). К ним относят: неточность установки уровней анализа x_0 и ширины интервала Δx ; нестабильность во времени; недостаточное быстроедействие амплитудного дискриминатора; отклонение алгоритма работы усредняющего устройства от идеального и т. д. Погрешности могут появиться из-за искажений формы исследуемого случайного процесса, вызванных, например, недостаточной широкополосностью отдельных устройств анализатора (усилителей, амплитудного дискриминатора), а также нелинейностью их амплитудных характеристик.

Время анализа зависит как от длительности накопления при каждом измерении, так и от количества точек ожидаемой кривой распределения, в которых производится измерение. Количество отсчетных точек должно быть минимальным, но таким, чтобы по ним можно было построить кривую распределения без дополнительных ошибок.

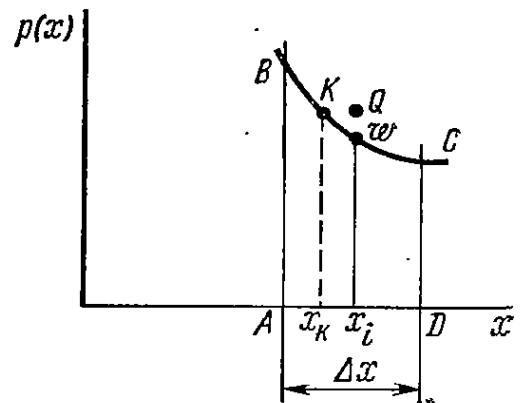


Рис. 12.3. Образование смещения оценки

Построение анализатора, реализующего способ дискретных выборок. Рассмотренный выше способ измерений можно реализовать в цифровом виде. Напряжение реализации $x(t)$ исследуемого случайного процесса $X(t)$ сравнивают с фиксированным напряжением — уровнем x_0 — в дискретные моменты времени, следующие с интервалом T_0 . Моменты сравнения напряжений определяются импульсами с периодом следования T_0 . Отношение количества случаев n , когда в течение времени измерения T $x(t) > x_0$, к полному количеству выборок N (N велико) служит оценкой функции $F(x) = P[x(t) \geq x_0]$. Оценку интегральной функции распределения находят по формуле $P_T[x(t) < x_0] = 1 - n/N$. Производя измерения, соответствующие различной величине уровня x_0 , можно построить кривые оценки интегральной функции распределения.

При измерениях осуществляют следующие операции. Напряжение реализации случайного процесса преобразуют в периодическую последовательность импульсов, огибающая амплитуд которых повторяет по форме исследуемую реализацию $x(t)$, — дискретная выборка. Число импульсов за время измерения N находят с помощью первого счетчика. В дискриминаторе импульсы сравнивают с порогом x_0 . На выход дискриминатора импульсы проходят в моменты, когда $x(t) \geq x_0$. Количество n этих импульсов подсчитывает второй счетчик. По отношению числа импульсов определяют оценки функций распределения.

Применение способа дискретного счета позволяет использовать при построении анализатора схемы и элементы цифровой техники, и в конечном счете уменьшить погрешность измерений.

§ 12.3. Оценка функций корреляции

Приборы и устройства, с помощью которых измеряют значения функции корреляции, называют коррелометрами. Приборы, регистраторы которых дают возможность получить график всей функции корреляции (коррелограмму) называют коррелографами.

Измерение значения функции автокорреляции и взаимной корреляции стационарных эргодических процессов осуществляют в соответствии с алгоритмом:

$$\left. \begin{aligned} R_T(\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^T x(t) x(t + \tau) dt, \\ R_{Txy}(\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^T x(t) y(t + \tau) dt. \end{aligned} \right\} (12.6)$$

Процессы должны быть заданы на интервале времени $T + \tau$. В этом случае оценки (12.6) являются состоятельными и несмещенными.

Анализ показывает, что дисперсию оценки функции корреляции определяют выражением

$$D[R_T(\tau)] \approx \frac{m}{T} \int_{-\infty}^{\infty} R^2(\xi) d(\xi).$$

Постоянный множитель $m=2$ для случая $\tau=0$ и равен единице для $\tau \gg 0$. Из формулы следует, что дисперсия уменьшается при увеличении длины реализации T и зависит от вида оцениваемой функции корреляции $R(\tau)$. При $T \rightarrow \infty$ $R_T(\tau) = R(\tau)$.

Различают два основных типа коррелометров, действие которых основано соответственно на: 1) перемножении исследуемых процессов в соответствии с алгоритмом (12.6); 2) на представлении (аппроксимации) искомой функции корреляции в виде конечной суммы членов разложения ее в ряд по ортогональным функциям. Рассмотрим построение коррелометров первого типа.

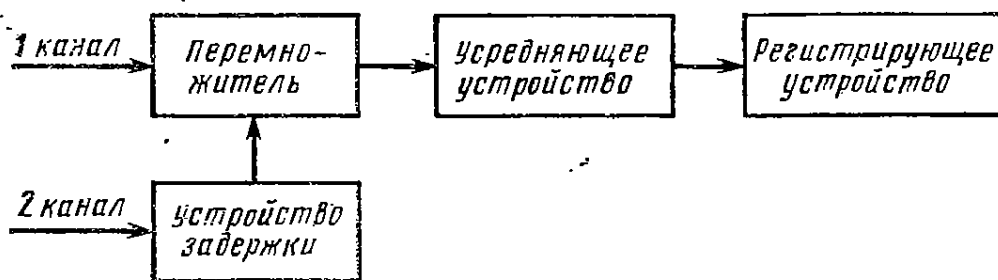


Рис. 12.4. Структурная схема коррелометра с перемножением

Коррелометры с перемножением. В соответствии с алгоритмом (12.6) в коррелометре должно производиться перемножение исследуемых процессов и интегрирование в течение времени T . При этом один из процессов смещают во времени на величину τ . Структурная схема коррелометра, приведенная на рис. 12.4, содержит идеальный перемножитель, устройство задержки во времени одного из исследуемых процессов на величину τ , усредняющее и регистрирующее устройства. Каждому значению задержки соответствует постоянное напряжение (или ток), значение которого регистрируют. Кривую, построенную по этим точкам, принимают как оценку функции корреляции исследуемых процессов. При анализе функции автокорреляции в каналы 1 и 2 (рис. 12.4) подают один и тот же исследуемый процесс. При анализе функции взаимной корреляции в каналы подают различные процессы.

Для упрощения коррелометра в ряде случаев возможно отступить от алгоритма (12.6) и вместо идеального перемножения исследуемых процессов формировать некоторую функцию от них. В этом случае алгоритм работы коррелометра определяется соот-

$$\left. \begin{aligned} R_T(\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^T f[x(t), x(t+\tau)] dt, \\ R_{Txy}(\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^T f[x(t), y(t+\tau)] dt, \end{aligned} \right\} \quad (12.7)$$

где процессы заданы на интервале времени $T + \tau$; $f[\cdot]$ — функция от исследуемых процессов.

Измерительные устройства, работающие на основе алгоритма (12.7), называют функциональными коррелометрами. В соответствии с алгоритмом (12.7) они выполняют функциональное преобразование исследуемых процессов непрерывно во времени и интегрирование в течение времени T (один из процессов смещен по отношению к другому на величину τ). Коррелометры построены также по структурной схеме, изображенной на рис. 12.4, но вместо множителя в этом коррелометре применяют функциональный преобразователь. Остальные устройства имеют такое же назначение, как и рассмотренные ранее. Распространены коррелометры, для которых $f[x, y] = f_1(x)f_2(y)$ и алгоритм работы определяется соотношением

$$R_{Txy}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T f_1[x(t)] f_2[y(t+\tau)] dt. \quad (12.8)$$

Функции $f[\cdot]$ могут быть различными, например квадрат суммы или разности исследуемых процессов. Такое преобразование легко реализовать с помощью полупроводниковых схем. Функцию $f_1(x)$ (или $f_2(x)$) часто выбирают знаковой, т. е.

$$f[x(t)] = \text{sgn } x(t) = \begin{cases} 1, & x(t) > 0, \\ 0, & x(t) = 0, \\ -1, & x(t) < 0. \end{cases}$$

Такие коррелометры широко применяют при исследовании случайных процессов с гауссовым распределением.

Цель корреляционного анализа — найти оценки функции корреляции для различных задержек τ . Эти оценки можно определять последовательно во времени или одновременно (параллельно). Соответственно различают последовательный и параллельный анализ.

При последовательном анализе значение задержки, вводимой для одного из исследуемых сигналов, последовательно изменяется. Задержку можно изменять непрерывно (плавно) или дискретно (скачкообразно). Последовательный анализ применяют при исследовании стационарных процессов, статистические характеристики которых не зависят от начала отсчета времени. При параллельном анализе коррелометр представляет собой многоканальное уст-

ройство, в каналах которого одновременно осуществляют измерение значений функции корреляции, соответствующих различным фиксированным задержкам.

Коррелометры с аппроксимацией. Функция корреляции стационарного случайного процесса имеет следующие свойства: 1) является четной, т. е. $R(\tau) = R(-\tau)$; 2) для многих практически интересных процессов $\lim_{\tau \rightarrow \infty} R(\tau) = 0$; 3) интеграл от модуля функции корреляции имеет конечное значение, т. е. $\int_0^{\infty} \mu(\tau) |R(\tau)| d\tau < M$,

где M — конечное число; $\mu(\tau)$ — неслучайная весовая функция.

При выполнении указанных условий функцию корреляции можно представить в виде ряда по полной системе ортогональных и нормированных функций:

$$R(\tau) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n \varphi_n(\tau), \quad (12.9)$$

где c_n — коэффициенты ряда; φ_n — нормированная функция из полной системы функций, обладающих свойством ортогональности, т. е.

$$\int_0^{\infty} \mu(\tau) \varphi_m(\tau) \varphi_n(\tau) d\tau = \begin{cases} 1, & m = n, \\ 0, & m \neq n. \end{cases}$$

При представлении функции корреляции в виде ряда (12.9) вся информация о функции содержится в значениях коэффициентов разложения c_n . Полный вид функции корреляции и ее значение для любой задержки τ будут известны, если найдены коэффициенты c_n . Поэтому задача оценки функции корреляции в этом случае состоит в определении коэффициентов разложения.

Математически коэффициенты c_n определяют на основании свойства ортогональности по формуле

$$c_n = \int_0^{\infty} R(\tau) \varphi_n(\tau) \mu(\tau) d\tau. \quad (12.10)$$

При измерениях коэффициенты разложения c_n можно определить по реализации стационарного эргодического процесса с помощью специальных фильтров.

Оценку функции корреляции формируют по найденным коэффициентам разложения с помощью устройств, работающих по алгоритму (12.9) при конечном числе слагаемых. Задерживать исследуемый процесс во времени не требуется. Поэтому коррелометры данного типа не имеют устройства задержки.

§ 12.4. Построение цифровых коррелометров

Цифровые способы можно применять для построения коррелометров, в основу которых положены как идеальное перемножение с задержкой одного из сигналов, так и аппроксимация функции кор-

реляции. Рассмотрим построение цифрового коррелометра с перемножением. Алгоритм работы коррелометра, предусматривающий дискретизацию времени и квантование по уровням, определяют из соотношений

$$\left. \begin{aligned} R_N(pt_0) &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_k(it_0) x_k(it_0 + pt_0), \\ R_{Nxy}(pt_0) &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_k(it_0) y_k(it_0 + pt_0) \end{aligned} \right\} (12.11)$$

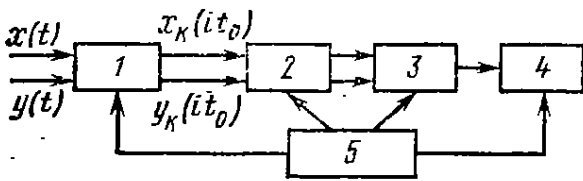


Рис. 12.5. Структурная схема цифрового коррелометра; основные устройства:

1 — входное; 2 — запоминания и задержки во времени; 3 — арифметическое; 4 — выходное (вывод и регистрация); 5 — управляющее

где $x_k(it_0) y_k(it_0)$ — квантованные по уровню значения реализаций случайных процессов в дискретные моменты времени; pt_0 — интервал сдвига во времени ($p = 0, 1, 2, \dots$); t_0 — элемент квантования времени. Индекс k у случайных функций отмечает наличие квантования по уровню.

В соответствии с алгоритмом (12.11) значения исследуемых процессов отсчитывают в дискретные моменты времени, отстоящие друг от друга на величину t_0 . Вычисляют произведение значений исследуемых процессов, находят сумму произведений. Результат суммирования делится на число слагаемых. Задержку одного из процессов производят на целое число элементов отсчета времени — на pt_0 .

Упрощенная структурная схема коррелометра дана на рис. 12.5. Рассмотрим назначение каждого из устройств, показанных на рис. 12.5.

Входное устройство осуществляет дискретизацию напряжений исследуемых процессов — квантование по времени и уровню — и представление дискретных отсчетов в нужном числовом коде. В результате квантования во времени непрерывные функции, соответствующие исследуемым процессам $x(t)$ и $y(t)$, трансформируются в ступенчатые или решетчатые (последовательность дискретных значений) функции $x(it_0)$, $y(it_0)$. Значения ступенчатых и решетчатых функций соответствуют значениям исследуемых процессов в моменты времени it_0 , где t_0 — интервал квантования по времени; $i = 1, 2, \dots, N$ — последовательность отсчетов. Величину интервала дискретного считывания t_0 можно определить на основании теоремы Котельникова: $t_0 < 1/2\Delta f$, где Δf — эквивалентная ширина спектра исследуемого процесса. Отсчет значений исследуемых процессов выполняется в соответствии с командами, поступающими от управляющего устройства.

Квантование по уровню определяет дальнейшую трансформацию функций исследуемых процессов в функции $x_k(it_0)$ и $y_k(it_0)$. Значения функций x_k и y_k определяются номером интервала, в котором находится значение функций $x(it_0)$ и $y(it_0)$. Количество интервалов квантования зависит от требуемой точности измерений, от распределения значений исследуемого процесса.

Основным узлом входного устройства, обрабатывающего непрерывные сигналы, является аналого-цифровой преобразователь, трансформирующий значения напряжений исследуемых процессов в цифровой код. Входное устройство может выполнять ряд дополнительных операций: усиление или ослабление входных сигналов; преобразование процессов, записанных на бумажной ленте или фотопленке, в напряжение или ток; воспроизведение сигналов, записанных на магнитной пленке, и т. д.

Запоминающее устройство осуществляет запоминание (запись) кодовых чисел, соответствующих значениям реализаций исследуемых процессов $x_k(it_0)$, $y_k(it_0)$, а также обеспечивает дискретный сдвиг (задержку) во времени одного исследуемого процесса по отношению к другому. Запоминающие устройства выполняют на магнитной ленте, на перфолентах, электронно-лучевых трубках, ферритовых сердечниках, на магнитном барабане. Выдача данных из запоминающего устройства в арифметическое производится в соответствии с командами, поступающими от управляющего устройства.

Арифметическое устройство выполняет следующие арифметические операции: перемножение кодов дискретных отсчетов входных сигналов, суммирование произведений, деление результата суммирования на число произведений N . В ряде случаев производится нормирование ординат корреляционной функции. Арифметическое устройство обычно состоит из регистров (специальных импульсных устройств) для ввода сомножителей, схемы умножения, накапливающего сумматора. Сложность построения арифметического устройства зависит в основном от быстродействия при выполнении операций.

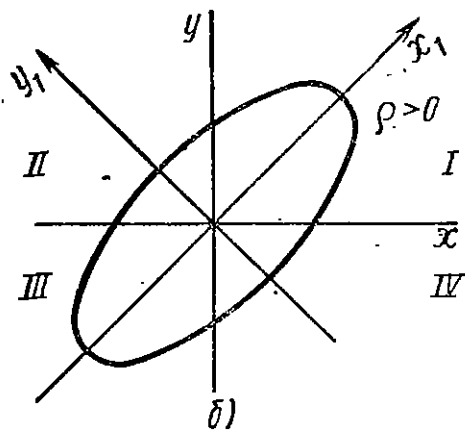
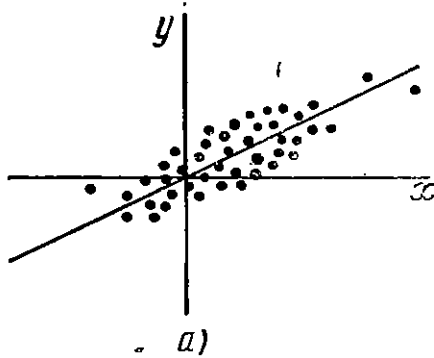
Выходное устройство осуществляет вывод данных и регистрацию значений корреляционной функции. Результат вычислений может выводиться на цифropечатающую машину, ленточный перфоратор, на цифровые индикаторные лампы. Может быть предусмотрено устройство, обеспечивающее визуальное наблюдение функции корреляции с помощью осциллографа.

Управляющее устройство вырабатывает команды (в форме электрических сигналов), которые управляют работой всего коррелятора, обеспечивая последовательность и синхронность выполнения операций.

Цифровой коррелометр представляет собой специализированное вычислительное устройство для выполнения операций определенного вида. По построению многие устройства и узлы цифровых коррелометров аналогичны устройствам цифровых вычислительных машин.

§ 12.5. Измерение коэффициента корреляции по диаграмме разброса

Коэффициент корреляции характеризует статистическую связь двух случайных процессов. Выявить эту связь при действительных и эргодических случайных процессах можно, например, с помощью построения рис. 12.6. На плоскости отмечают точки, координатами



которых являются значения исследуемых процессов в последовательные моменты времени (рис. 12.6, а). Получаем распределение точек, называемое диаграммой разброса. Если случайные процессы $x(t)$ и $y(t)$ не являются взаимозависимыми, то выборочные точки разбросаны по всей плоскости. Если между процессами имеется статистическая зависимость, то выборочные точки группируются вблизи некоторой прямой (или кривой) линии. Разброс точек на плоскости определяется функцией плотности вероятности совместного распределения, которая зависит от коэффициента корреляции ρ и для гауссовых процессов определяется соотношением

$$p(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma_x\sigma_y\sqrt{1-\rho^2}} \exp \left[\frac{-1}{2(1-\rho^2)} \times \right. \\ \left. \times \left(\frac{x^2}{\sigma_x^2} - 2\rho \frac{x}{\sigma_x} \frac{y}{\sigma_y} + \frac{y^2}{\sigma_y^2} \right) \right]. \quad (12.12)$$

Рис. 12.6. Диаграмма разброса значений случайного процесса

Плоскость x, y можно разбить на малые элементы σ . В каждом из элементов при большем числе отсчетов значений процессов N находится некоторое количество точек n . Предположим, что число отсчетов велико: $N \rightarrow \infty$. Соединим центры элементов, количество точек в которых в первом приближении одинаково, т. е. $n_i \approx n_0 = \text{const}$. При большом числе отсчетов уравнение кривой, соединяющей центры элементов, можно записать следующим образом:

$$p(x, y)\sigma = n_0$$

или

$$p(x, y) = k = \text{const}.$$

В случае гауссова распределения, полагая $\sigma_x = \sigma_y = 1$, получим

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{1-\rho^2}} \exp \left\{ \frac{1}{2(1-\rho^2)} (x^2 - 2\rho xy + y^2) \right\} = k$$

или

$$x^2 + y^2 - 2\rho xy = -2(1 - \rho^2) \ln [2\pi k \sqrt{1 - \rho^2}] \quad (12.13)$$

Полученное уравнение определяет эллипс, оси которого повернуты по отношению к координатным осям x и y . Приведем полученное уравнение к каноническому виду. Повернем оси координат. Обозначим через x_1, y_1 координаты точек в новой системе. Связь между координатами в старой и новой системах определяется соотношениями $x = x_1 \cos \varphi - y_1 \sin \varphi$, $y = x_1 \sin \varphi + y_1 \cos \varphi$ где φ — угол, на который поворачивается система координат. Выражения для x, y подставим в уравнение (12.13):

$$x_1^2(1 - \rho \sin 2\varphi) + y_1^2(1 + \rho \sin 2\varphi) - x_1 y_1 \cos 2\varphi = K(\rho, k),$$

где
$$K(\rho, k) = -2(1 - \rho^2) \ln (2\pi k \sqrt{1 - \rho^2})$$

Полученное уравнение можно записать следующим образом:

$$\frac{x_1^2}{1 - \rho \sin 2\varphi} + \frac{y_1^2}{1 + \rho \sin 2\varphi} - x_1 y_1 \cos 2\varphi = K(\rho, k).$$

Для $\varphi = \pi/4$ уравнение приводится к каноническому виду:

$$\frac{x_1^2}{K/(1 - \rho)} + \frac{y_1^2}{K/(1 + \rho)} = 1. \quad (12.14)$$

Из этого уравнения следует, что при $\rho > 0$ большая полуось эллипса расположена вдоль оси x , т. е. в I и III квадрантах, при $\rho < 0$ большая полуось лежит во II и IV квадрантах (рис. 12.6, б). Найдем выражение для полуосей эллипса:

$$y_1 = 0, A = \sqrt{\frac{K(\rho, k)}{1 - \rho}}; \quad x_1 = 0, B = \sqrt{\frac{K(\rho, k)}{1 + \rho}},$$

Отношение полуосей $\alpha = B/A = \sqrt{(1 - \rho)/(1 + \rho)}$.

Отсюда

$$\rho = \pm \frac{1 - \alpha^2}{1 + \alpha^2}. \quad (12.15)$$

В формуле (12.15), если большая ось эллипса лежит в I и III квадрантах, берут знак «+», если во II и IV, то знак «—». Отношение полуосей не зависит от выбора постоянной k . Фигуры в виде эллипсов будут при гауссовом законе распределения плотности вероятности. При других законах распределения форма кривых иная.

Картины (изображения), аналогичные представленным на рис. 12.6, а, б, можно получить с помощью электронного луча на экране осциллографа, если исследуемые случайные процессы (напряжения) подключить к горизонтальным и вертикальным пластинам. Место электронного луча на экране осциллографа в каждый момент времени определяется значениями исследуемых случайных процессов, приложенных к пластинам X и Y . Электронный луч и

образует диаграмму разброса. Яркость свечения элемента экрана пропорциональна количеству попаданий луча на этот элемент. Вследствие ограниченной разрешающей способности глаза по яркости и свойств люминофора на экране осциллографа можно наблюдать фигуры с очерченными границами (эллипсы — при нормальном распределении). Значение коэффициента корреляции вычисляют по формуле (12.15). Изменяя время задержки, можно построить зависимость коэффициента корреляции от τ .

Рассмотренный способ измерений относится к методу косвенного измерения. Прямым методом измеряют параметры распределения — значения осей эллипса A и B . Коэффициент корреляции находят с помощью вычисления.

Погрешность при измерениях возникает главным образом вследствие того, что границы эллипса определяют не точно: из-за субъективности оценки границ наблюдаемой фигуры, зависящей от свойств глаза; неоднородности свойств люминофора экрана, которая приводит к размыванию границ светящейся области; конечности времени накопления, которая определяется временем послесвечения люминофора и приводит к искажению границ фигуры во времени, т. е. фигуры для разных реализаций имеют несколько различные границы.

§ 12.6. Особенности оценки спектральной плотности

Оценку спектральной плотности случайного процесса можно получить двумя основными способами: по выборочной оценке функции корреляции и с помощью фильтрации исследуемого процесса.

При *первом* способе измерения основаны на преобразовании Фурье, которым связаны выборочные функция корреляции и спектральная плотность:

$$S_T(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_T(\tau) e^{-i2\pi f\tau} d\tau, \quad (12.16)$$

где $R_T(\tau)$ определяют на основе формулы (12.6). Этот способ широко распространен в связи с применением алгоритмов быстрого преобразования Фурье, облегчающего вычислительные операции. Пользуясь преобразованием Фурье, можно определить спектральную плотность на основании имеющейся или исследуемой реализации случайного процесса.

При *втором* способе случайный процесс пропускают через устройство, состоящее из каскадного соединения узкополосного фильтра, настроенного на частоту f , с полосой Δf , квадратичного элемента и интегратора. Напряжение на выходе устройства

$$u^2(f, \Delta f) \approx S_T(f) \Delta f = \frac{1}{T} \int_0^T x^2(f, \Delta f, t) dt \quad \text{и} \quad S_T(f) \approx u^2 / \Delta f, \quad (12.17)$$

где $x(f, \Delta f, t)$ — реализация случайного процесса, соответствующая выходу узкополосного фильтра.

Выборочные оценки (12.16) неудовлетворительны, так как имеют большую дисперсию. В случае гауссова процесса

$$D[S_T(f)] = S^2(f), \quad (12.18)$$

т. е. дисперсия оценки равна квадрату оцениваемой величины.

Существенно, что дисперсия оценки не уменьшается при увеличении длины реализации ($T \rightarrow \infty$), по которой определена $S_T(f)$. При тех же условиях ($T \rightarrow \infty$) выборочная оценка функции корреляции стремится к ее истинному значению (см. § 12.3). Такая разница в свойствах оценок $S_T(f)$ и $R_T(\tau)$ объясняется тем, что эргодическое свойство, справедливое для функции корреляции случайного процесса, не имеет места для спектральной плотности того же процесса.

Для уменьшения погрешностей измерений необходимо произвести сглаживание оценки, которое заключается в следующем. Находят выборочную спектральную плотность для нескольких k реализаций случайного процесса. Сглаженную оценку спектральной плотности для каждой частоты находят как среднеарифметическое выборочных оценок, соответствующих отдельным реализациям, т. е.

$$S_T(f) = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k S_{Ti}(f). \quad (12.19)$$

В случае стационарного эргодического случайного процесса требуемые наборы реализаций можно получить из одной реализации путем разбиения ее на части нужной длины. Длина реализации определяется на основании требуемого наибольшего разрешения по частоте.

При измерении спектральной плотности способом фильтрации сглаживание оценки имеет место в том случае, если постоянная времени узкополосного фильтра существенно меньше времени накопления в интеграторе.

Анализ показывает, что сглаженная оценка спектральной плотности является смещенной. Величина смещения зависит от длительности реализации, и тем больше, чем короче реализация или шире полоса частот, пропускаемых избирательным фильтром (фильтрационный способ измерения). Для первого и второго способов измерений смещение оценки определяют приближенными формулами

$$b[S_T(f)] \approx \frac{C_1}{T^2} S''(f), \quad b[S_T(f)] \approx C_2 (\Delta f)^2 S''(f), \quad (12.20)$$

где C_1, C_2 — постоянные; $S''(f)$ — вторая производная от истинной спектральной плотности по частоте. Характер образования смещения такой же, как и при оценке функции распределения плотности вероятности (см. § 12.2). Рис. 12.3 справедлив и применительно к

оценке спектральной плотности, если кривую $p(x)$ заменить кривой $S(f)$.

Дисперсия оценки зависит от числа реализаций, по которым производят усреднение [см. (12.19)]. Чем больше реализаций и больше k в формуле (12.19), тем меньше дисперсия сглаженной оценки спектральной плотности.

Глава 13

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ КОМПОНЕНТОВ ЦЕПЕЙ И УСТРОЙСТВ

§ 13.1. Измерение активных сопротивлений

К линейным компонентам электрических и радиотехнических цепей с сосредоточенными постоянными относят резисторы, конденсаторы и катушки индуктивности. Основными параметрами их являются соответственно сопротивление, емкость и индуктивность. В ряде случаев измеряют тангенс угла потерь конденсаторов и добротность катушек, полное (комплексное) сопротивление или полную проводимость цепи.

Для измерения перечисленных параметров используют следующие способы: 1) *амперметра-вольтметра*, основанный на законе Ома; 2) *мостовой*, при котором измеряемые активное и реактивное сопротивления сравнивают с сопротивлениями рабочих элементов, включенных в соответствующие плечи мостовой схемы; 3) *резонансный*, когда измерения производят при резонансной настройке измерительной схемы, выполненной в виде колебательного контура.

Выбор того или иного способа определяется требуемой точностью измерений и диапазоном частот, в котором исследуемые компоненты должны работать. С повышением частоты меняются методы измерения одних и тех же параметров. В частности, на высоких частотах необходимо учитывать собственную емкость катушек индуктивности и параметры измерительной схемы, которые на низких частотах не играют существенной роли (этот вопрос рассматривается в § 13.4).

Наиболее простой способ измерения — способ амперметра-вольтметра. Он заключается в измерении тока или напряжения, функционально связанного с измеряемым сопротивлением. Схемы, реализующие его, просты, но не обеспечивают высокой точности измерений. Способ амперметра-вольтметра используют в основном в омметрах — приборах для измерения электрического сопротивления на постоянном токе.

Характерные схемы электромеханических омметров приведены на рис. 13.1, а, б. Они состоят из источника питания (обычно используют гальванические элементы или миниатюрные аккумуляторы), магнитоэлектрического измерительного механизма, отградуированного в единицах сопротивления, добавочного и калибровочного резисторов. В омметре по схеме на рис. 13.1, а

сопротивление R_x включают последовательно с измерительным механизмом. При этом шкала получается обратной; нулевое отклонение стрелки соответствует $R_x = \infty$, а максимальное — $R_x = 0$. Эту схему применяют для измерения больших сопротивлений: $R_x >$

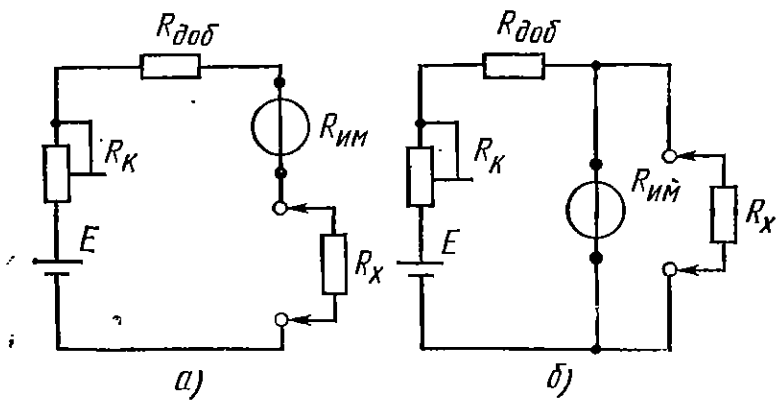


Рис. 13.1. Схемы электромеханических омметров:
 а — с последовательным; б — с параллельным включением измеряемого сопротивления

$> 10^3$ Ом. В омметре с параллельным включением измеряемого сопротивления (рис. 13.1, б) шкала получается прямой, но не равномерной. Эту схему используют для измерения малых сопротивлений.

Нетрудно заметить, что градуировка омметров, выполненных по приведенным схемам, сильно зависит от напряжения источника питания. Поэтому перед началом измерений необходимо произвести калибровку прибора. Ее осуществляют изменением сопротивления калибровочного резистора R_K .

В схеме на рис. 13.1, а стрелку устанавливают на 0 при закороченных зажимах « R_x », а в схеме на рис. 13.1, б ее совмещают с отметкой « ∞ » при разомкнутых зажимах « R_x ».

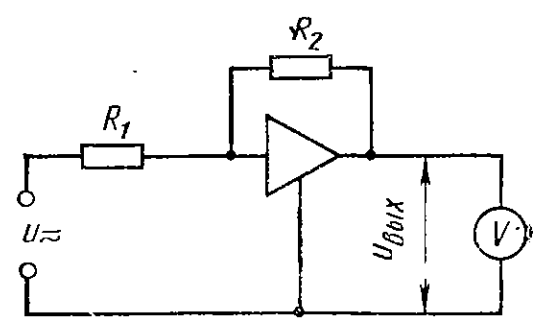


Рис. 13.2. Функциональная схема электронного омметра.

Необходимость калибровки является существенным недостатком рассмотренных схем. От этого недостатка свободны логометрические омметры, описанные в § 4.5. Их показания определяются отношением токов в рамках и не зависят от значения питающего напряжения. Поэтому логометрические омметры не нуждаются в калибровке.

Электронные омметры выполняют на основе усилителя постоянного тока (УПТ) с большим коэффициентом усиления, охваченного отрицательной обратной связью (рис. 13.2). Напряжение на выходе усилителя

$$u_{\text{вых}} = -u R_2 / R_1 (1 + 1/k\beta), \quad (13.1)$$

где k — коэффициент усиления УПТ без обратной связи; $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ — коэффициент обратной связи.

При достаточно большом коэффициенте усиления УПТ $k\beta \gg 1$ и выражение (13.1) принимает вид

$$u_{\text{вых}} = -uR_2/R_1. \quad (13.2)$$

Если измеряемое сопротивление включить в цепь обратной связи ($R_2 = R_x$), выходное напряжение будет пропорционально значению R_x . Вольтметр можно отградуировать в единицах сопротивления. Шкала такого омметра получается равномерной.

Относительная погрешность не превышает обычно $\pm 2,5\%$. Для расширения пределов измерения используют набор резисторов R_1 .

В приборах для измерения особо больших сопротивлений — тераомметрах — сопротивление R_x включают на входе УПТ. Как следует из формулы (13.2), шкала прибора получается

обратной. Относительная погрешность возрастает до $\pm 10\%$ при измерении сопротивлений $R_x \geq 10^{12}$ Ом.

Отметим важное свойство рассматриваемой схемы. Если в цепь обратной связи включить комплексное сопротивление Z_x , выходное напряжение в соответствии с формулой (13.2) также будет комплексным, пропорциональным его значению: $u_{\text{вых}} = Z_x u / R_1$. Это свойство используют в автоматических мостах переменного тока.

§ 13.2. Мостовые схемы для измерения параметров компонентов

Мостовые схемы применяют для измерения параметров линейных компонентов низкочастотных цепей.

В измерительных приборах используют разные виды мостовых схем — четырехплечие, шестиплечие, Т-образные мосты и др. Наиболее распространены четырехплечие мосты. Общие свойства их рассмотрены в гл. 3. В данном параграфе ограничимся анализом тех схем, которые наиболее широко используют для измерения параметров компонентов. К ним относятся четырехплечие мосты переменного тока для измерения емкости и тангенса угла потерь конденсаторов (типа МЕР), индуктивности и добротности катушек (типа МИП), универсальные (типа МИЕР), трансформаторные и автоматические мосты.

Мосты типа МЕР. Для измерения параметров конденсаторов чаще всего используют схемы, изображенные на рис. 13.3, а, б. На схеме рис. 13.3, а исследуемый конденсатор представлен в виде по-

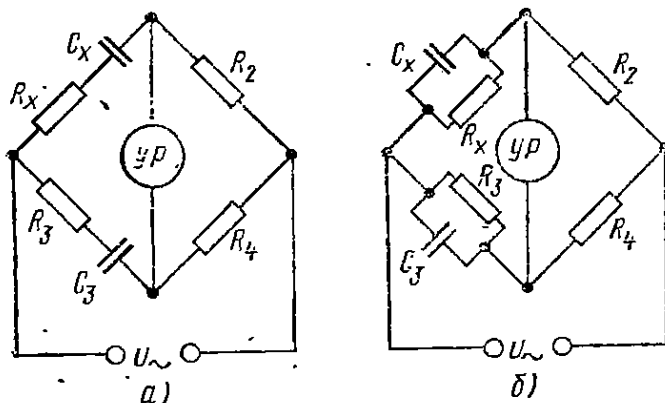


Рис. 13.3. Мостовые схемы для измерения параметров конденсаторов

следовательного соединения емкости C_x и сопротивления потерь R_x ; на схеме рис. 13.3, б ему соответствует параллельное соединение C_x и R_x . Расчетные соотношения для приведенных схем следуют из уравнения равновесия (см. § 3.1).

Для схемы на рис. 13.3, а сопротивления плеч

$$\left. \begin{aligned} \underline{Z}_1 &= R_x + \frac{1}{j\omega C_x}; & Z_2 &= R_2, \\ \underline{Z}_3 &= R_3 + \frac{1}{j\omega C_3}; & Z_4 &= R_4. \end{aligned} \right\} \quad (13.3)$$

Здесь и далее индексы соответствуют номерам плеч.

Подставив выражения (13.3) в (3.1) и разделив в полученном уравнении вещественную и мнимую части, приходим к следующим условиям равновесия схемы:

$$R_x = R_3 \frac{R_2}{R_4}; \quad C_x = C_3 \frac{R_4}{R_2}. \quad (13.4)$$

Тангенс угла потерь при последовательной схеме замещения конденсатора

$$\operatorname{tg} \delta_x = 1/(\omega C_x R_x) = 1/(\omega R_3 C_3), \quad (13.5)$$

где ω — угловая частота напряжения питания моста; R_3 и C_3 — значения, отсчитанные при равновесии схемы.

Для мостовой схемы, изображенной на рис. 13.3, б, уравнение (3.1) удобно записать в виде

$$\frac{1}{\underline{Z}_1} \underline{Z}_2 = \frac{1}{\underline{Z}_3} \underline{Z}_4.$$

Учитывая, что

$$\begin{aligned} 1/\underline{Z}_1 &= 1/R_x + j\omega C_x, \\ 1/\underline{Z}_3 &= 1/R_3 + j\omega C_3, \end{aligned}$$

получим условия равновесия

$$R_x = R_3 \frac{R_2}{R_4}, \quad C_x = C_3 \frac{R_4}{R_2}.$$

Тангенс угла потерь при параллельной схеме замещения определяют из выражения

$$\operatorname{tg} \delta_x = 1/(\omega C_x R_x) = 1/(\omega R_3 C_3). \quad (13.6)$$

Таким образом, условия равновесия рассмотренных схем одинаковы. Обычно эти схемы уравнивают, поочередно регулируя сопротивление и емкость рабочих элементов R_3 и C_3 . Для расширения пределов измерения меняют отношение R_4/R_2 . При нулевом токе через указатель равновесия (УР) отсчитывают значения R_3 , C_3 и R_4/R_2 (или R_2/R_4) по шкалам соответствующих элементов и вы-

числяют параметры конденсатора, пользуясь приведенными формулами. Выбор схемы измерения определяется величиной активных потерь (тангенсом угла потерь). Если потери малы, то используют схему, приведенную на рис. 13.3, а. Для конденсаторов с большими потерями применяют схему на рис. 13.3, б, чувствительность которой с ростом потерь в исследуемом конденсаторе увеличивается.

Мосты типа МИП. Мостовая схема для измерения параметров катушек должна содержать по крайней мере два реактивных элемента: измеряемый и рабочий. На рис. 13.4 изображена схема для измерения индуктивности и добротности катушек, в которой применен рабочий конденсатор. Для этой схемы уравнение равновесия удобно записать в виде

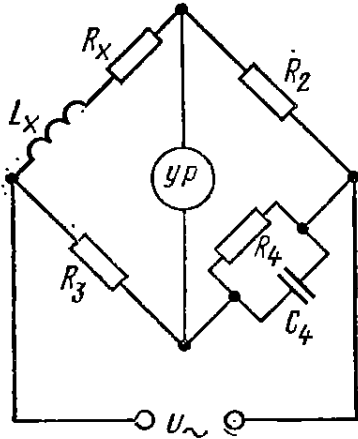


Рис. 13.4. Мостовая схема для измерения параметров катушек

$$\underline{Z}_1 = \frac{1}{\underline{Z}_4} \underline{Z}_2 \underline{Z}_3.$$

С учетом приведенных на рис. 13.4 обозначений имеем

$$R_x + j\omega L_x = (1/R_4 + j\omega C_4) R_2 R_3. \quad (13.7)$$

Разделив в уравнении (13.7) вещественную и мнимую части, приходим к следующим условиям равновесия:

$$R_x = R_2 R_3 / R_4, \quad L_x = C_4 R_2 R_3. \quad (13.8)$$

Добротность катушки

$$Q_x = \omega L_x / R_x = \omega R_4 C_4. \quad (13.9)$$

Обычно мост уравнивают регулировкой рабочих элементов R_4 и C_4 . Изменением произведения $R_2 R_3$ расширяют пределы измерения. Отсчет значений R_4 , C_4 и $R_2 R_3$ производят по шкалам соответствующих элементов при нулевом токе через указатель равновесия. Параметры исследуемой катушки вычисляют по формулам (13.8) и (13.9).

Схему на рис. 13.4 используют для измерения параметров катушек с низкой добротностью ($Q_x < 30$). С повышением добротности катушки ухудшается сходимость этой схемы, т. е. увеличивается число регулировок, необходимое для достижения состояния равновесия моста.

Для катушек с высокой добротностью лучшую сходимость дает схема с последовательным включением элементов R_4 и C_4 . Равновесие ее определяется выражениями

$$L_x = \frac{C_4 R_2 R_3}{1 + (\omega C_4 R_4)^2},$$

$$R_x = \frac{\omega^2 C_4^2 R_2 R_3 R_4}{1 + (\omega C_4 R_4)^2}. \quad (13.10)$$

Из выражений (13.10) следует расчетная формула для добротности:

$$Q_x = \omega L_x / R_x = 1 / (\omega C_4 R_4). \quad (13.11)$$

При высокой добротности катушки $(\omega C_4 R_4)^2 \ll 1$; при этом измеряемая индуктивность определяется формулой

$$L_x \cong C_4 R_2 R_3,$$

совпадающей с полученным ранее выражением.

На основе рассмотренных схем строят универсальные мосты переменного тока (мосты типа МИЕП). Как правило, они работают на одной или двух фиксированных частотах в диапазоне от 100 до 1000 Гц. Для перехода от одного режима измерения к другому переключают рабочие элементы в плечах моста. Примером универсального моста может служить прибор Е7-11, обеспечивающий измерение параметров компонентов в широких пределах.

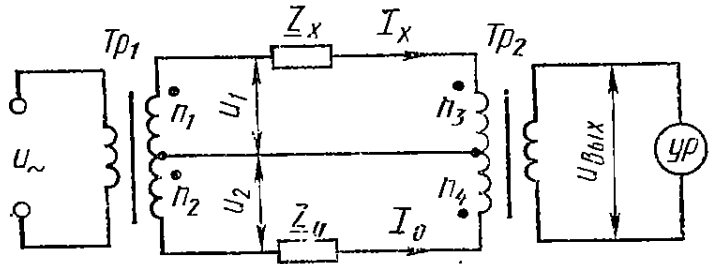


Рис. 13.5. Схема трансформаторного моста

Трансформаторные мосты. Трансформаторные мостовые схемы широко используют для измерения параметров компонентов. Преимущества их особенно заметны при измерении малых емкостей, индуктивностей и сопротивлений, когда применение четырехплечих мостов приводит к большим погрешностям.

Одна из распространенных схем трансформаторного моста изображена на рис. 13.5. Она состоит из трансформатора напряжения Tr_1 , измеряемого \underline{Z}_x и рабочего \underline{Z}_0 полных сопротивлений и трансформатора тока Tr_2 . Вторичные обмотки трансформатора напряжения с числами витков n_1 и n_2 включены согласно; первичные обмотки трансформатора тока с числами витков n_3 и n_4 включены встречно.

Оба трансформатора выполняют с сильной индуктивной связью между обмотками, чего достигают специальной технологией при изготовлении (намотка жгутом и другие меры). При этом напряжения U_1 и U_2 синфазны, отношение их строго равно отношению чисел витков в обмотках: $U_1/U_2 = n_1/n_2$. Напряжение на выходе схемы $U_{\text{вых}} = 0$ при

$$\underline{I}_x n_3 = \underline{I}_0 n_4. \quad (13.12)$$

Полагая, что $\underline{I}_x = U_1/\underline{Z}_x$ и $\underline{I}_0 = U_2/\underline{Z}_0$, из условия равновесия (13.12) получим

$$\underline{Z}_x = \underline{Z}_0 n_1 n_3 / (n_2 n_4). \quad (13.13)$$

Как следует из формулы (13.13), трансформаторный мост можно уравнивать изменением составляющих полного сопротивления \underline{Z}_0 и чисел витков в обмотках.

При измерении активных сопротивлений, емкостей и индуктивностей с пренебрежимо малыми активными потерями рабочий элемент выполняют постоянным, а мост уравнивают изменением чисел витков в соответствующих обмотках.

При достаточном количестве отводов в обмотках требуемые числа витков могут быть подобраны с высокой точностью. Увеличением числа отводов можно расширить пределы и повысить точность измерений.

Сказанное определяет высокие метрологические характеристики трансформаторных мостов: отношение наибольшего значения измеряемой величины к наименьшему достигает 10^7 ; погрешность измерения в диапазоне звуковых частот может быть доведена до 0,1%. При соответствующем конструктивном выполнении (применение трансформаторов на ферритовых сердечниках, экранирование и пр.) трансформаторные мосты могут работать на частотах до 200—300 МГц, что позволяет использовать их для измерения параметров компонентов на радиочастотах.

Автоматические (цифровые) мосты. Разработаны и широко применяются автоматические мосты с цифровым отсчетом результата измерения в соответствующих единицах. Эти приборы обладают важными преимуществами по сравнению с мостами с ручным уравниванием: в десятки раз уменьшается время измерения, повышается точность, появляется возможность построения автоматических измерительных систем.

Автоматические мосты для измерения сопротивлений уравнивают коммутацией рабочих резисторов с помощью электронных ключей. Сигналы управления ключами формируют из усиленного напряжения разбаланса моста. По окончании процесса уравнивания состояния электронных ключей образуют некоторый код, определяющий значение измеряемого сопротивления. С помощью дешифратора этот код преобразуют в десятичный отсчет, появляющийся на цифровом табло.

Автоматические мосты для измерения параметров конденсаторов и катушек индуктивности уравнивают с помощью двух регулировок. Сигналы управления формируют из напряжения разбаланса. Конкретный способ уравнивания зависит от схемы моста. В мостах на RC -элементах коммутируют резисторы, а в трансформаторных мостах меняют числа витков в обмотках.

Наиболее распространены автоматические трансформаторные мосты с преобразователями измеряемого и рабочего полных сопротивлений в пропорциональные им напряжения. Эти напряжения затем сравнивают и компенсируют. Соответствующая измерительная схема называется автокомпенсационным мостом.

Различают два вида автокомпенсационных мостов — экстремальные и квадратурные.

В *экстремальных* мостах процесс уравнивания заключается в минимизации амплитуды напряжения разбаланса моста. В *квадратурных* мостах напряжение разбаланса с помощью двух фазовых детекторов расщепляют на активную и реактивную составляющие.

В процессе уравнивания обе эти составляющие приводят к нулю. Квадратурные автокомпенсационные мосты являются основой цифровых измерителей параметров компонентов (универсальные приборы Е7-8 и Е7-10, измеритель емкостей Е8-4 и др.). Эти приборы позволяют измерять C , L , R и $\operatorname{tg} \delta$ в широких пределах. Время измерения не превышает 1 с; погрешность измерения составляет 0,1—0,2%.

§ 13.3. Резонансные схемы для измерения параметров компонентов

При резонансном способе измерительной схемой является колебательный контур, состоящий из рабочего элемента и исследуемого компонента. В качестве рабочего элемента обычно используют конденсатор переменной емкости. Определив резонансную частоту контура, емкость рабочего конденсатора и другие величины, вычисляют параметры исследуемого компонента.

Резонансные измерения могут производиться в широком диапазоне частот — от нескольких десятков килогерц до сотен мегагерц. При этом определяют действительные значения параметров, т. е. фактические значения сопротивления, индуктивности или емкости на зажимах исследуемого компонента на частоте измерений.

Действующее значение сопротивления отличается от сопротивления, измеренного на постоянном токе, вследствие влияния поверхностного эффекта. Отличие действующей индуктивности катушки от индуктивности, измеренной на низкой частоте (например, мостовым методом), объясняется влиянием межвитковой емкости. Принимая, что эта емкость включена параллельно индуктивности катушки (рис. 13.6, а), получаем

$$L_{\partial} \cong \frac{L_k}{1 - [\omega/(\omega_{0k})]^2}, \quad (13.14)$$

где $\omega_{0k} = 1/\sqrt{L_k C_k}$ — угловая резонансная частота катушки. Характер зависимости $L_{\partial}(\omega/\omega_{0k})$ показан на рис. 13.6, б.

Аналогичное явление наблюдается у конденсаторов. Существенную роль на высоких частотах играют индуктивности вводов. С повышением частоты индуктивное сопротивление вводов растет, увеличивая фактическую емкость на зажимах конденсатора.

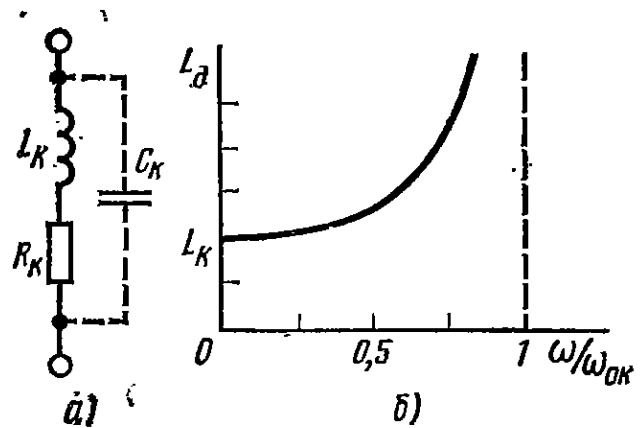


Рис. 13.6. К определению действующей индуктивности:

а — эквивалентная схема катушки; б — зависимость действующей индуктивности от частоты

Из сказанного следует, что резонансным способом целесообразно измерять параметры компонентов высокочастотных устройств. При этом измерения нужно проводить на рабочей частоте устройства, в котором эти компоненты предполагается использовать.

Измерение индуктивности и емкости резонансным способом. Измерение индуктивности производят следующим образом.

Собирают схему, изображенную на рис. 13.7. Измеряемую индуктивность L_x и рабочий конденсатор переменной емкости C_0 включают по схеме последовательного контура. Индикатором резонанса является электронный

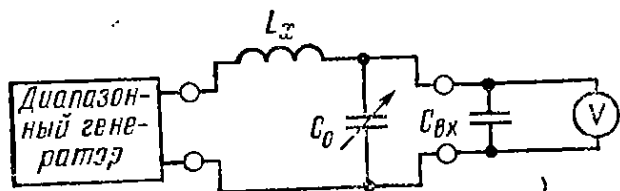


Рис. 13.7. Схема для измерения индуктивности резонансным способом

вольтметр с достаточно большим входным сопротивлением. Схему настраивают в резонанс. Если измерения должны проводиться на рабочей частоте исследуемой катушки, устанавливают частоту генератора $f \approx f_{\text{раб}}$ и настраивают схему изменением емкости.

При резонансе, т. е. при максимальном показании вольтметра, отсчитывают частоту генератора и емкость рабочего конденсатора. Измеряемая индуктивность в соответствии с формулой (3.3)

$$L_x = 1 / [(2\pi f)^2 C_0]. \quad (13.15)$$

Аналогично, используя рабочую катушку L_0 , измеряют емкость C_x . Значение емкости рассчитывают по формуле

$$C_x = 1 / [(2\pi f)^2 L_0]. \quad (13.16)$$

Источники погрешностей при описанном способе измерения следующие.

1. Влияние остаточных параметров измерительной схемы. К ним относятся входная емкость вольтметра, индуктивности соединительных проводов, емкость монтажа и пр. Фактически определяют эквивалентную индуктивность или емкость измерительной схемы, в которую входят и остаточные параметры.

2. Неточность отсчета частоты генератора. При резонансных измерениях используют генераторы, работающие в широком диапазоне частот. С увеличением диапазона падает точность градуировки шкалы и увеличивается нестабильность частоты генератора. Это приводит к погрешностям при отсчете частоты.

3. Неточность определения момента резонанса. Вследствие этого при отсчете резонансного значения емкости появляется погрешность, зависящая от ширины резонансной кривой измерительного контура и разрешающей способности вольтметра.

Существуют варианты резонансных схем, позволяющие существенно повысить точность измерений.

Схемы основаны на методе замещения (разновидность метода сравнения; см. гл. 1). Эти схемы позволяют практически устранить погрешности, обусловленные влиянием остаточных параметров и неточностью отсчета частоты генератора.

Для уменьшения погрешности, связанной с неточностью определения момента резонанса, применяют двойной отсчет. Резонансное значение емкости вычисляют по формуле $C_0 = (C_0' + C_0'')/2$, где C_0' и C_0'' — емкости, отсчитанные при одинаковых показаниях вольтметра (рис. 13.8). При настройке схемы изменением частоты генератора аналогично определяют резонансное значение частоты.

Измерение емкости. Схема для измерения малых емкостей приведена на рис. 13.9, а. Первое измерение производят без неизвестной емкости. Установив требуемую частоту генератора, включают вспомогательную катушку индуктивности и настраивают схему в резонанс изменением емкости рабочего конденсатора. Момент резонанса определяют по максимальному показанию вольтметра. При втором измерении параллельно рабочему конденсатору подключают неизвестную емкость и снова настраивают схему в резонанс, уменьшая емкость рабочего конденсатора (частота генератора при этом должна оставаться неизменной). Измеряемая емкость

$$C_x = C_{01} - C_{02}, \quad (13.17)$$

где C_{01} и C_{02} — емкости рабочего конденсатора при первом и втором измерениях.

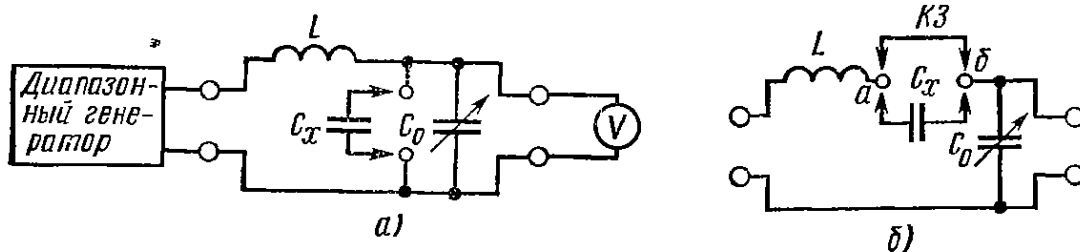


Рис. 13.9. Схема измерения емкости:

а — схема для измерения малых емкостей; б — схема для измерения больших емкостей

Непосредственно из схемы на рис. 13.9, а, следует, что входная емкость вольтметра, емкость монтажа и прочие остаточные параметры не влияют на результат измерения. Погрешность измерения определяется неточностью отсчета значений C_{01} и C_{02} .

Схема, приведенная на рис. 13.9 а, пригодна для измерения емкостей $C_x < C_{0 \max}$. Если измеряемая емкость больше максимальной емкости рабочего конденсатора, применяют схему, изображенную на рис. 13.9, б. Измерения производят следующим образом. Сначала настраивают в резонанс контур с короткозамыкающей перемычкой между зажимами а и б. Затем между ними включают неизвестную емкость и снова настраивают схему в резонанс, изменяя ем-

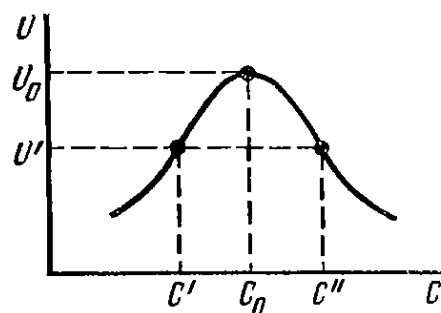


Рис. 13.8. Определение резонансного значения емкости с помощью двойного отсчета

кость рабочего конденсатора. Резонансная частота контура при первом и втором измерениях определяется выражениями

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{01}}}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_x C_{02}}{C_x + C_{02}}}}$$

Приравнивая их, после преобразований получаем

$$C_x = C_{01} C_{02} / (C_{02} - C_{01}). \quad (13.18)$$

Как и в предыдущей схеме, погрешность измерения определяется в основном неточностью отсчета емкости по шкале рабочего конденсатора.

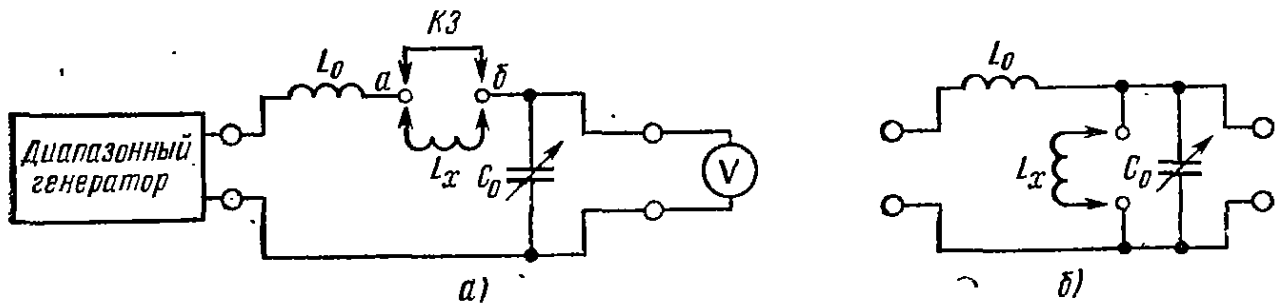


Рис. 13.10. Схема измерения индуктивности:

а — схема для измерения малых индуктивностей; б — схема для измерения больших индуктивностей

При измерениях нужно следить, чтобы значения C_{01} и C_{02} достаточно сильно отличались друг от друга. При $C_{01} \approx C_{02}$ погрешность резко возрастает.

Измерение индуктивности. В этом случае непосредственно реализовать замещение не удастся в связи с трудностью изготовления рабочих катушек с переменной индуктивностью. Однако могут быть рекомендованы схемы, существенно уменьшающие погрешность измерения. В этих схемах измеряемую индуктивность замещают емкостью рабочего конденсатора (рис.13.10).

Схему на рис. 13.10, а применяют для измерения малых индуктивностей. Первое измерение производят с короткозамыкающей перемычкой между зажимами а и б. Установив частоту генератора, равную рабочей частоте исследуемой катушки, настраивают схему в резонанс изменением емкости рабочего конденсатора. Момент резонанса определяют по максимальному показанию вольтметра.

При резонансе частота генератора равна резонансной частоте контура:

$$f = f_0 = 1 / (2\pi \sqrt{L_0 C_{01}}). \quad (13.19)$$

При втором измерении между зажимами а и б включают неизвестную индуктивность. Меняя емкость рабочего конденсатора (при постоянной частоте генератора), снова настраивают схему в резонанс. При этом

$$f = f_0 = 1 / (2\pi \sqrt{(L_0 + L_x) C_{02}}). \quad (13.20)$$

Из соотношений (13.19) и (13.20) получаем

$$L_x = L_0 (C_{01}/C_{02} - 1). \quad (13.21)$$

Если индуктивность L_0 неизвестна, измеряемую индуктивность рассчитывают по формуле

$$L_x = \frac{1}{(2\pi f)^2} \left(\frac{1}{C_{02}} - \frac{1}{C_{01}} \right), \quad (13.22)$$

также полученной из соотношений (13.19) и (13.20). В этой формуле f — частота генератора при измерениях.

Погрешность измерения индуктивности связана в основном с неточностью отсчета значений C_{01} и C_{02} . При $C_{01} \approx C_{02}$ погрешность резко возрастает. Анализируя выражение (13.21), можно убедиться, что минимальная погрешность получается при $L_0 \approx L_x$.

Для измерения больших индуктивностей используют схему, приведенную на рис. 13.10, б. Изменяя емкость, настраивают схему в резонанс сначала без измеряемой индуктивности, а затем при включении ее параллельно рабочему конденсатору. Резонансную частоту контура при первом и втором измерениях определяют соотношения

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C_{01}}}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L_0 L_x}{L_0 + L_x} C_{02}}}.$$

Приравняв их, получаем

$$L_x = L_0 \frac{C_{01}}{C_{02} - C_{01}}. \quad (13.23)$$

И в этом случае погрешность измерения обусловлена неточностью отсчета значений C_{01} и C_{02} , а наилучшие по точности результаты получаются при $L_x \approx L_0$.

Отметим, что в приведенных схемах взаимная индуктивность между катушками L_0 и L_x должна быть пренебрежимо малой.

Измерение полной проводимости. Схема для измерения полных проводимостей приведена на рис. 13.11. В данном случае используют параллельный измерительный контур, состоящий из рабочих элементов и исследуемой цепи. Последняя рассматривается как параллельное соединение активной G_x и реактивной B_x проводимостей. Для обеспечения роста напряжения на контуре при резонансе его включают через конденсатор связи.

Измерения производят следующим образом. Установив заданную частоту генератора f , подключают исследуемую цепь и настраивают схему в резонанс изменением емкости рабочего конденсатора. При резонансе отсчитывают значение емкости C_{01} и показание вольтметра. Затем вместо исследуемой цепи включают рабочий резистор R_0 и снова настраивают схему в резонанс изменением емкости рабочего конденсатора. Меняя сопротивление рабочего резистора, добиваются прежнего показания вольтметра и отсчитывают

ют значения C_{02} и R_0 . Частота генератора при этих операциях должна оставаться постоянной.

Активная составляющая измеряемой полной проводимости

$$G_x = 1/R_0. \quad (13.24)$$

Модуль и знак реактивной составляющей определяются выражением, следующим из схемы рис. 13.11:

$$B_x = 2\pi f (C_{02} - C_{01}). \quad (13.25)$$

Если $C_{02} - C_{01} > 0$, реактивная составляющая имеет емкостный характер, а эквивалентная емкость $C_x = C_{02} - C_{01}$. Если $C_{02} - C_{01} < 0$,

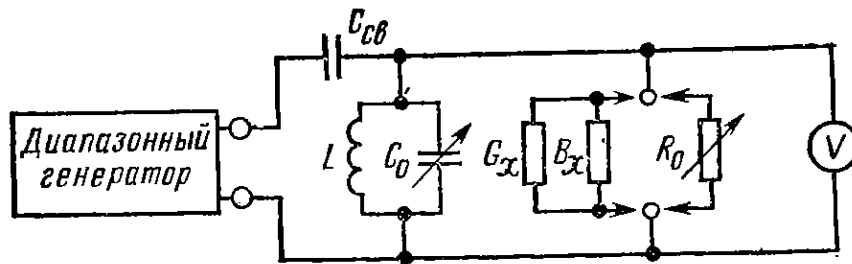


Рис. 13.11. Схема измерения полной проводимости

реактивная составляющая имеет индуктивный характер. Эквивалентную индуктивность рассчитывают по формуле

$$L_x = \frac{1}{(2\pi f)^2 (C_{01} - C_{02})}.$$

Подчеркнем, что результаты измерения и расчета определяют параметры эквивалентной схемы исследуемой цепи (в данном случае — параллельной схемы замещения), но не указывают на ее конкретную структуру.

§ 13.4. Измерение добротности. Куметр

Среди приборов для измерения параметров компонентов резонансным методом наиболее распространены измерители добротности, называемые также куметрами. Основное назначение куметра — измерение добротности катушек, однако схема этого прибора позволяет измерять индуктивность катушек, емкость и тангенс угла потерь конденсаторов, полное сопротивление и полную проводимость цепей на радиочастотах.

Устройство куметра. На рис. 13.12 приведена упрощенная функциональная схема НЧ-куметра. Основными узлами его являются: перестраиваемый в заданном диапазоне частот генератор; измерительный контур, составленный из исследуемого компонента и рабочих элементов; электронный вольтметр, измеряющий напряжение на выходе контура.

Измерение добротности с помощью куметра основано на известном свойстве последовательного контура: при резонансе напряже-

ние на реактивном элементе контура в Q раз больше э. д. с. на его входе. Практически измеряют не э. д. с., а напряжение на входе контура (или ток через малое сопротивление R_0) и напряжение на емкости C_0 при резонансе. Добротность вычисляют по формуле

$$Q_x = U_{c0}/U_{вх} = U_{c0}/(IR_0). \quad (13.26)$$

Если контур куметра состоит из исследуемой катушки и рабочего конденсатора, потери в котором пренебрежимо малы, измеренная добротность равна добротности катушки. Напряжение или ток на входе контура поддерживают постоянным. При этом появляется возможность отградуировать вольтметр, измеряющий напряжение на емкости, в единицах добротности.

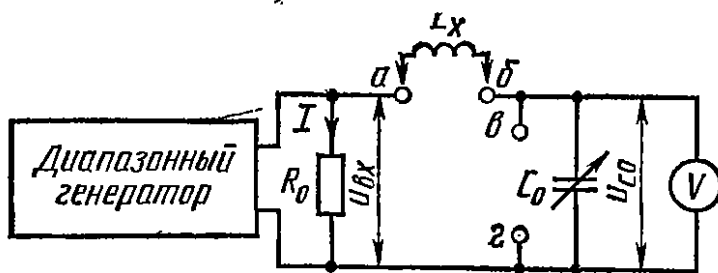


Рис. 13.12. Функциональная схема НЧ-куметра

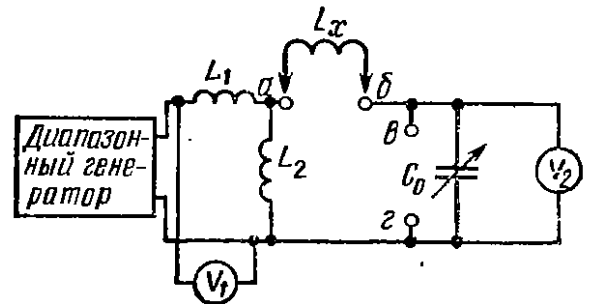


Рис. 13.13. Функциональная схема куметра с индуктивным делителем

Схему на рис. 13.12 используют на низких частотах. В высокочастотных куметрах напряжение на измерительный контур подают через индуктивный или емкостный делитель. Элементом связи контура с генератором является малая индуктивность или большая емкость. Функциональная схема куметра с индуктивным делителем приведена на рис. 13.13.

Укажем характерные погрешности при измерении добротности куметром. Для схемы, изображенной на рис. 13.12, погрешность обусловлена сопротивлением резистора R_0 . Этот резистор непосредственно входит в измерительный контур и снижает его добротность. Измеренная добротность

$$Q_x = Q_k / (1 + R_0/R_k), \quad (13.27)$$

где Q_k — добротность контура, составленного из L_x и C_0 ; R_k — сопротивление потерь этого контура.

Из соотношения (13.27) следует расчетная формула для погрешности, обусловленной влиянием R_0 :

$$\Delta Q_x / Q_x \cong -R_0/R_k.$$

Поэтому сопротивление R_0 стараются сделать возможно меньше. Обычно оно равно 0,04—0,05 Ом. Важно, чтобы этот резистор был безындукционным, а сопротивление его мало зависело от температуры и частоты. В схеме на рис. 13.13 источником погрешности является индуктивность связи L_2 .

При измерении добротности на высоких частотах существенную погрешность дают остаточные параметры схемы. На результат измерения влияют также входные сопротивления вольтметров.

Измерения с помощью куметра. Как было указано, основное назначение куметра — измерение добротности катушек. Для этого исследуемую катушку включают между зажимами *a* и *b* контура куметра (см. рис. 13.12 и 13.13). Установив заданную частоту генератора, настраивают схему в резонанс изменением емкости рабочего конденсатора. Добротность катушки определяют по показаниям приборов, измеряющих напряжения на входе и выходе контура.

Широко применяют куметр для измерения полного сопротивления цепей на радиочастотах. Эти измерения выполняют следующим образом. Между зажимами *a* и *b* контура куметра включают вспомогательную катушку индуктивности с достаточно высокой добротностью. Установив частоту генератора, настраивают схему в резонанс изменением емкости рабочего конденсатора. При резонансе определяют добротность измерительного контура Q_1 и емкость рабочего конденсатора C_{01} .

Дальнейшие измерения производят с исследуемой цепью. Если модуль полного сопротивления цепи невелик, ее включают последовательно с вспомогательной катушкой индуктивности между зажимами *a* и *b*. Схему снова настраивают в резонанс, меняя лишь емкость рабочего конденсатора. При резонансе определяют значения Q_2 и C_{02} . Составляющие полного сопротивления рассчитывают по формулам

$$\left. \begin{aligned} R_x &= \frac{1}{2\pi f} \left(\frac{1}{C_{02}Q_2} - \frac{1}{C_{01}Q_1} \right), \\ X_x &= \frac{1}{2\pi f} \left(\frac{1}{C_{02}} - \frac{1}{C_{01}} \right), \end{aligned} \right\} \quad (13.28)$$

здесь f — частота генератора при измерениях.

Значения R_x и X_x соответствуют последовательной схеме замещения исследуемой цепи. При $C_{01} > C_{02}$ реактивное сопротивление положительно, цепь имеет индуктивный характер; если $C_{01} < C_{02}$, сопротивление X_x является емкостным.

При большом сопротивлении исследуемой цепи ее включают параллельно рабочему конденсатору между зажимами *b* и *г* контура куметра. К зажимам *a* и *b* подключают вспомогательную катушку индуктивности. Контур настраивают в резонанс изменением емкости рабочего конденсатора. При резонансе отсчитывают значения C_{02} и Q_2 . Исследуемую цепь в данном случае удобно представить параллельной схемой замещения. Параметры этой схемы определяют из выражений

$$\left. \begin{aligned} G_x &= 2\pi f C_{01} \left(\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1} \right), \\ B_x &= 2\pi f (C_{01} - C_{02}). \end{aligned} \right\} \quad (13.29)$$

Если $C_{01} > C_{02}$, цепь имеет емкостный характер; при $C_{01} < C_{02}$ она имеет индуктивный характер. Полное сопротивление исследуемой цепи

$$\underline{Z}_x = 1/\underline{Y}_x = (G_x - jB_x)/(G_x^2 + B_x^2).$$

Область применения куметра не ограничивается рассмотренными примерами. С помощью этого прибора можно измерять индуктивность и емкость методом, описанным в § 13.3, определять тангенс угла потерь конденсаторов, емкость катушек индуктивности и другие величины.

§ 13.5. Особенности измерения параметров и характеристик интегральных микросхем

Появление интегральных микросхем (ИМС) привело к изменению процессов проектирования и конструирования радиотехнических систем и устройств. Это объясняется резко возрастающей сложностью, приводящей к необходимости применения ЭВМ для целей автоматизации всех этапов создания РТС, слиянию этапов проектирования, стремительному уменьшению габаритов при одновременном повышении надежности. Большие и сверхбольшие интегральные схемы (БИС, СБИС) объединяют в одном корпусе одну или несколько функциональных ячеек (ФЯ) или устройств (ФУ). Все это привело к необходимости создания принципиально новых методов и средств измерений, позволяющих оценивать выходные характеристики или обобщающие параметры РТУ или РТС.

Одной из главных особенностей РТС, построенной на элементах третьего и четвертого поколений (ИМС, БИС), является заранее предусматриваемая возможность проведения измерений ее характеристик. Это достигается определением на ранних этапах проектирования важности измерения тех или иных параметров, оптимизацией их числа: созданием топологии, обеспечивающей наиболее простой доступ к измеряемым точкам (путем подключения точек контроля к выводам ИМС), и т. д. Таким образом, если для РТС на дискретных элементах измерительная аппаратура разрабатывалась практически в отрыве от РТС — объекта измерений, то для РТС на интегральных элементах процесс проектирования и создания средств измерения взаимосвязан и обусловлен процессом создания РТС.

Учитывая необходимость создания РТС в условиях гибкого автоматического (автоматизированного) производства (ГАП), процесс измерения и принятия решения после измерений также должен стать автоматическим или в ряде случаев автоматизированным.

Измерительная аппаратура для РТС и ИМС для каждого этапа создания ИМС (табл. 13.1) проходила этапы от ручных измерений до полностью автоматических. При дальнейшей интеграции ИМС разработчики измерительной аппаратуры вновь обратились к автоматизированным измерениям, что объясняется невозможно-

Таблица 13.1

№ п/п	Этап	Уровень измерений	Характер измерений	Вид измерительной аппаратуры (ИА)	Способ измерения
1	2	3	4	5	6
1	Создание ИС				
	1.1. Входной контроль и подготовка пластин	Измерения параметров слоев (металлических, диэлектрических, полупроводниковых)	Статический	Стенды электроизмерительных средств	А, ПА
	1.2. Создание элементов на кристалле	Измерение параметров R, C , ППП	Статический, динамический	То же	А, ПА
	1.3. Создание навесных элементов	Измерение параметров R, C, L , ППП	То же	»	ПА, Р
	1.4. Создание ИС или микросборок (МСБ)	Выходной контроль параметров	»	Специальные установки типа «Эликон»	ПА, А
2	Применение ИС или МСБ	Входной контроль	»	Стенды электроизмерительных средств	»
3	Применение НЭ	Измерение параметров	»	То же	ПА, Р
4	Создание ФУ	—		Специальные стенды	А, ПА
	4.1. Выбор ППМ	Контроль гальванических связей	Статический	То же	А, ПА, Р
	4.2. Присоединение ФЯ и НЭ	Контроль функций	Статический, динамический	Специальное измерительное оборудование	А, ПА
5	Поставка готовых ФУ	Выходной контроль при производстве и измерении	То же	То же	А, ПА

Примечание. А — автоматическое, ПА — полуавтоматическое (автоматизированное), Р — ручное

стью оценить степень безошибочности реализации теста и даже создания теста из-за большой сложности РТС. Поэтому принятие решений в ходе измерений характеристик РТС на БИС возлагается на операторе высокой квалификации в рамках эрготехнической системы измерений.

Измерение характеристик и параметров ИМС и РТС на различных этапах производится с помощью различной измерительной аппаратуры и даже различными методами (см. табл. 13.1). Из графы 6 табл. 13.1 следует, что на большинстве этапов преобладают автоматические и автоматизированные измерения.

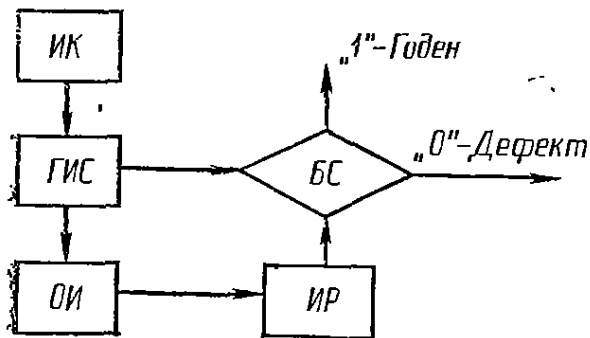


Рис. 13.14. Средство индивидуальных измерений:

ИК — индивидуальная карта; ГИС — генератор измерительных сигналов; ОИ — объект измерения; ИР — измеритель реакции; БС — блок сравнения

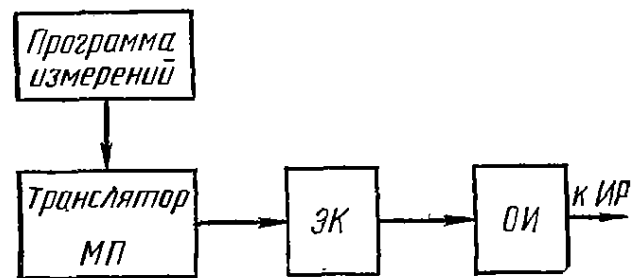


Рис. 13.15. Средство общих измерений:

МП — микропроцессор или мини-ЭВМ; ЭК — электронный коммутатор

Все многообразие автоматических и автоматизированных измерительных средств условно можно разбить на две группы: специализированные и общего назначения. Специализированные измерительные средства можно разделить на: а) *средства индивидуального управления*, примером может служить схема, изображенная на рис. 13.14. Основным элементом является генератор измерительных сигналов, управляемый индивидуальной картой (ИК) и задающий комбинацию сигналов, необходимых для данного объекта измерения, каким может являться ФЯ (ИМС) или ФУ; б) *средства программного управления*, главным отличием которых является то, что вводимая информация задается испытательной программой от внешней ЭВМ. Специализированные средства в основном пригодны для измерений характеристик интегральных схем и приспособлены для измерения строго определенного набора ФЯ или ФУ; в) *средства общего назначения* включают в измерительные средства, управляемые собственным микропроцессором или мини-ЭВМ (рис. 13.15). Введение собственной ЭВМ позволяет не только измерять параметры ФЯ, ФУ, но и диагностировать возникшие дефекты. Измерительные средства п. в) обладают большей гибкостью по сравнению п. а), б), но менее надежны и, как правило, более сложны в обращении; г) *адаптивные автоматизированные измерительные средства*, сочетающие в себе преимущества перечисленных групп и являющиеся как специализи-

рованными в случае необходимости проведения массовых унифицированных измерений, так и общего назначения, что необходимо в условиях мелкосерийного, многономенклатурного производства. Адаптация достигается за счет блочного построения как аппаратного, так и программного обеспечения.

Использование автоматизированных измерительных средств резко повышает достоверность и своевременность измерительной информации, а также снижает погрешность измерений. Своевременности достигают за счет резкого возрастания быстродействия (до 2 млн. опер.), а достоверности и малой погрешности — автоматическими режимами работы, позволяющими кроме простой проверки логики функционирования еще имитировать необходимые условия. При этом следует учитывать, что квалификация сотрудников, работающих с этими средствами, может быть невысокой.

В графе 4 табл. 13.1 приведен характер измерений, проводимых в статике или динамике (см. гл. 1). В обоих режимах можно измерять как параметры, так и функции (характеристики).

К статическим измерениям относят измерения, проводимые со скоростью гораздо более медленной по сравнению с операционным быстродействием интегральной схемы. В случае статических измерений параметров определяют порог срабатывания, остаточный ток, ток источника и т. п. К статическим измерениям функций относится, например, проверка характеристик переноса напряжения в элементах, выполненных по технологии ТТЛ. При статических измерениях характеристик определяют соответствие функционирования интегральной схемы таблице истинности. Чаще всего эти измерения проводят на этапе 1.4 табл. 13.1 и отвечают на вопрос, соответствуют ли уровни тока и напряжений техническим условиям. Процесс отбора нужных тестов называют программированием измерений. Он служит основой для управления в измерительных средствах п. а), б).

При динамических измерениях тест идет со скоростью, равной или близкой к операционному быстродействию интегральной схемы. Динамические измерения параметров состоят в измерении основных временных характеристик интегральных схем: времени задержки распространения процесса, времени нарастания и спада длительности фронта импульса. Этот вид измерений позволяет определить соответствие параметров отдельной интегральной схемы техническим условиям. Обычно такие измерения производят в процессе выходного контроля ИМС на заводе-изготовителе и входного — на заводе — изготовителе ФУ или радиотехнического устройства.

Динамические измерения характеристик заключаются во введении в ФУ на интегральных схемах измерительных сигналов определенной формы и в измерении выходных реакций, подтверждающих качество функционирования устройства. При этом сигналы вводят от измерительного генератора через буферное запоминающее устройство ЭВМ либо формируют специальной аппаратурой в зависимости от хода измерений.

Введение измерительных сигналов можно осуществлять: а) вручную, когда требуются сложные формы сигналов; б) с помощью генераторов псевдослучайных последовательностей программным путем (для измерения реакции логических схем на поток нулей и единиц); в) с помощью цифрового имитатора, моделирующего работу вычислительной схемы по программе, задающей как форму сигналов, так и особенности интегральной схемы; г) автоматически, когда задано только описание логической схемы; этот способ наиболее удобен для использования на практике, но программное обеспечение крайне дорого, поэтому его еще не применяют.

Определение ожидаемых реакций на выходе имеет следующие особенности: а) при ручных измерениях необходимо анализировать реакцию каждого логического элемента, что сложно, требует высокой квалификации оператора и не гарантирует от ошибки; б) в случае цифровой имитации при измерении известна ожидаемая реакция интегральной схемы на измерительный сигнал; процесс измерения сводится к сравнению получаемых сигналов с ожидаемыми; в) в качестве образца используют заведомо качественные ФЯ или ФУ. На выходы измеряемой интегральной и образцовой микросхем подают одинаковые сигналы и сравнивают реакции схем на каждом выходном штыре или контакте. При этом не нужно регистрировать ожидаемые выходные реакции, но необходимо изготовить, хранить и перепроверять каждый тип идущих в производстве интегральных микросхем, играющих роль образцовой меры; г) при использовании ЭВМ данные по качественной плате заносят в память в виде состояний на каждом измерительном штыре.

Организация измерений может быть различной. Применяют: а) прямые измерения, когда параметры или характеристики измеряют непосредственно; б) измерения методом замещения, когда в заведомо исправном радиотехническом устройстве изымается типовой элемент и вновь изготовленное ФУ ставят на его место; это наиболее простой метод, но он не позволяет осуществить непосредственное измерение параметров ФУ и найти дефект; в) измерение методом сравнения, когда сравнивают стандартную и измеряемую ИС или ФУ; г) реализацию метода сравнения с использованием ЭВМ по запланированным реакциям. Последняя реализация метода применима для измерения ФУ практически любой сложности с одновременной диагностикой некачественных интегральных схем.

Краткий обзор особенностей измерения параметров и характеристик интегральных микросхем применительно к задачам производственного контроля не исчерпывает всего многообразия измерений, производимых на данном этапе. Организация измерений и их реализация зависят также от вида контролируемых изделий.

ИЗМЕРЕНИЕ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ И ИМПУЛЬСНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

§ 14.1. Общие сведения

В радиоэлектронике широко распространены цепи и устройства, представляющие собой линейные четырехполюсники (с одним входом и одним выходом). Важнейшей характеристикой их является частотный коэффициент передачи, определяемый отношением комплексных амплитуд напряжений на выходе и входе устройства:

$$\underline{K}(j\omega) = \underline{U}_{\text{вых}} / \underline{U}_{\text{вх}}$$

Частотный коэффициент передачи можно представить в виде

$$\underline{K}(j\omega) = K(\omega) e^{j\varphi(\omega)}$$

Модуль $K(\omega)$ называют амплитудно-частотной характеристикой устройства; аргумент $\varphi(\omega)$ — фазочастотной характеристикой.

Приборы для измерения амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) обычно снимают кривую зависимости амплитуды напряжения на выходе устройства от частоты при постоянной амплитуде синусоидального напряжения на входе.

При измерении фазочастотных характеристик (ФЧХ) определяют частотную зависимость разности фаз между синусоидальными напряжениями на выходе и входе исследуемого устройства. Производную от ФЧХ по угловой частоте называют частотной характеристикой группового времени запаздывания.

При экспериментальных исследованиях обычно определяют АЧХ цепей и устройств. Это объясняется следующими причинами. Амплитудно-частотная характеристика наглядно отображает свойства цепи в исследуемом диапазоне частот. Ее можно получить, используя стандартную измерительную аппаратуру. Кроме того, для минимально-фазовых цепей существует однозначное соответствие между частотными характеристиками, вследствие чего ФЧХ можно вычислить по измеренной АЧХ. Минимально-фазовыми цепями являются колебательные контуры, фильтры, усилители и другие устройства, в которых отсутствуют перекрестные связи; к неминимально-фазовым цепям относятся мостовые схемы. Практически при настройке минимально-фазовых цепей достаточно обеспечить заданную форму их АЧХ. При этом будут получены вполне определенные ФЧХ и характеристика группового времени запаздывания.

В ряде случаев удобно пользоваться динамическими характеристиками цепей и устройств — импульсной и переходной.

Импульсной характеристикой называют отклик устройства на входной сигнал в виде единичного импульса (дельта-функции).

Частотный коэффициент передачи и импульсная характеристика для линейных устройств с постоянными параметрами связаны преобразованием Фурье

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \underline{K}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega.$$

Переходная характеристика $H(t)$ представляет собой отклик линейного устройства на воздействие скачка напряжения. Функции $h(t)$ и $H(t)$ связаны соотношением $H(t) = \int_0^t h(x) dt$.

Перейдем к рассмотрению приборов для измерения перечисленных характеристик.

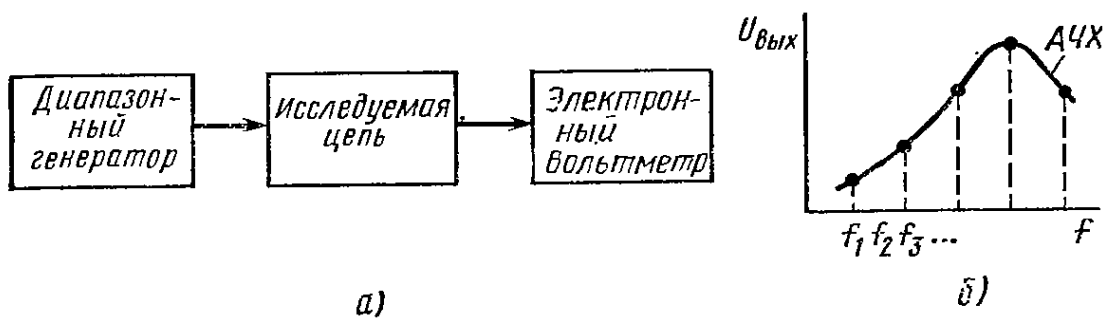


Рис. 14.1. Измерение АЧХ по точкам:
а — структурная схема; б — построение АЧХ

§ 14.2. Структурные схемы измерителей АЧХ

Приборы для исследований амплитудно-частотных характеристик цепей и устройств называют измерителями АЧХ. Их широко используют в лабораторных и производственных условиях для настройки и контроля радиоаппаратуры.

Простейшая структурная схема для измерения АЧХ приведена на рис. 14.1, а. Диапазонный генератор синусоидальных колебаний перестраивают в заданном диапазоне частот. АЧХ или зависимость амплитуды напряжения на выходе исследуемой цепи от частоты (при постоянной амплитуде напряжения на входе) снимают по точкам при последовательной настройке генератора на частоты f_1, f_2, f_3 и т. д. По результатам измерений строят искомую АЧХ (рис. 14.1, б).

Описанный способ весьма трудоемок. Кроме того, могут быть упущены изменения АЧХ в промежутках между точками измерений. Недостатки этого способа особенно заметны при настройке радиосхем, когда после каждого изменения элементов схемы всю процедуру снятия АЧХ приходится повторять.

В настоящее время широко применяют панорамные измерители АЧХ, построенные на основе генератора с качающейся частотой и электронно-лучевого индикатора. Использование этих приборов

существенно уменьшает время измерения параметров АЧХ, повышает качество настройки радиосхем. По принципу действия панорамные измерители АЧХ близки к гетеродинным анализаторам спектра (см. § 11.1). Однако между этими приборами имеются и различия, связанные с тем, что анализаторы спектра предназначены для измерения параметров сигналов, а измерители АЧХ служат

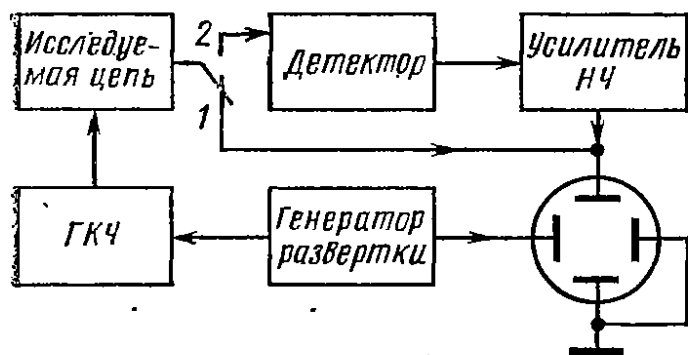


Рис. 14.2. Упрощенная структурная схема панорамного измерителя АЧХ

для исследования характеристик цепей и устройств.

Упрощенная структурная схема панорамного измерителя АЧХ приведена на рис. 14.2. Основой прибора является генератор качающейся частоты (ГКЧ), вырабатывающий высокочастотное напряжение с постоянной амплитудой и периодически меняющейся (качающейся) частотой. Закон изменения частоты определяется

формой модулирующего напряжения, в качестве которого часто используют пилообразное напряжение развертки. Таким образом, на вход исследуемой цепи подают напряжение с постоянной амплитудой и периодически меняющейся частотой. Огибающая напряжения на выходе цепи повторяет форму АЧХ. Если подать это напряжение на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ, на экране появится изображение АЧХ.

Напряжение на ЭЛТ можно подавать непосредственно с выхода исследуемой цепи — режим 1 или после детектора и усилителя — режим 2 (переключатель на схеме рис. 14.2 в положениях 1 или 2). Соответствующие изображения на экране ЭЛТ приведены на рис. 14.3. Первый режим применяют

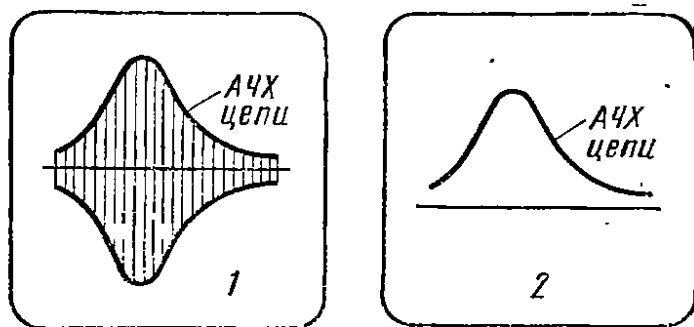


Рис. 14.3. Изображения на экране измерителя АЧХ (переключатель в положениях 1 и 2 на рис. 14.2)

в тех случаях, когда напряжение на выходе цепи имеет достаточно большую амплитуду. При этом устраняются ошибки, связанные с нелинейностью характеристики детектора и неравномерностью АЧХ низкочастотного усилителя. Вторым режимом используют при исследовании цепей с малым коэффициентом передачи. Показанная на рис. 14.3 нулевая линия прочерчивается во время обратного хода луча. ГКЧ на это время запирают.

Современный измеритель АЧХ кроме узлов, показанных на рис. 14.2, имеет ряд дополнительных устройств, повышающих точность воспроизведения исследуемых АЧХ на экране и улучшающих эксплуатационные свойства прибора (рис. 14.4). Поясним назначение этих устройств.

Из принципа действия измерителя АЧХ следует, что отклонение луча по горизонтали должно быть пропорционально частоте, т. е. должна иметь место линейная зависимость между мгновенными значениями напряжения развертки и частоты ГКЧ. Отклонения от линейной зависимости приводят к неравномерности частотного масштаба на экране прибора и к искажениям формы исследуемых АЧХ. Для устранения этого в измеритель АЧХ вводят схему линеаризации.

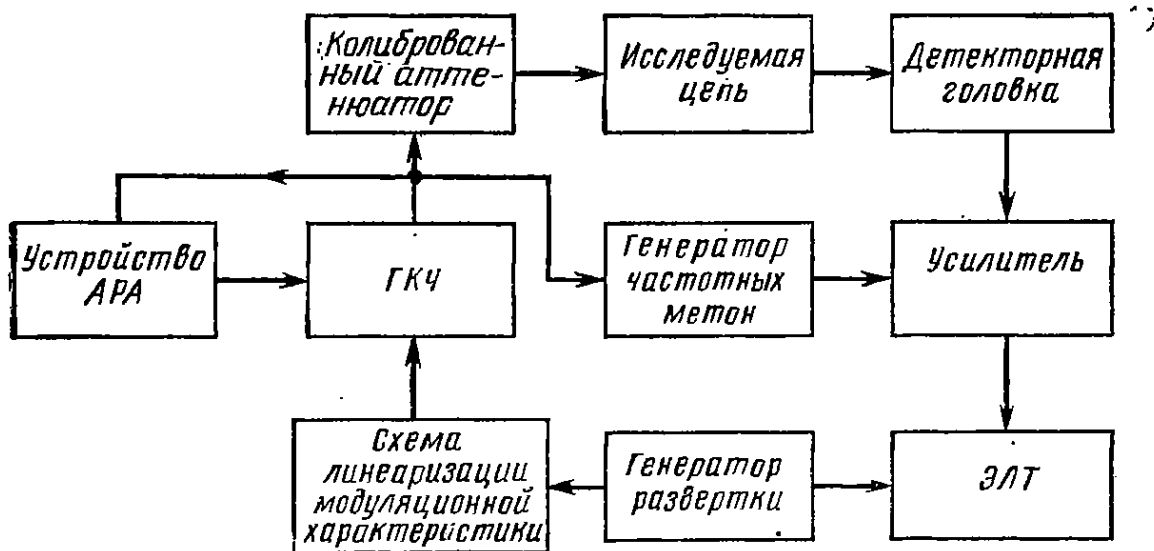


Рис. 14.4. Обобщенная структурная схема панорамного измерителя АЧХ

ции модуляционной характеристики ГКЧ. Качание частоты сопровождается обычно изменением амплитуды напряжения ГКЧ, что также приводит к искажениям формы исследуемых АЧХ на экране. Поэтому в приборе имеется устройство автоматической регулировки амплитуды (АРА), стабилизирующее напряжение на выходе ГКЧ.

Для изменения напряжения, подаваемого на исследуемую цепь, на выходе ГКЧ включают калиброванный переменный аттенюатор. Измерение частот в характерных точках исследуемых АЧХ производят с помощью генератора частотных меток. Как правило, метки формируют из нулевых биений напряжения ГКЧ с напряжением, спектр которого содержит набор калибровочных частот. Усиленное напряжение меток подается на ЭЛТ и образует частотную шкалу на экране прибора. Измеритель АЧХ комплектуют выносными и встроенными детекторными головками различного назначения.

§ 14.3. Устройство измерителей АЧХ

Рассмотрим основные узлы и устройства измерителей АЧХ, входящие в его структурную схему (рис. 14.4).

Генератор качающейся частоты. Важнейшим узлом панорамного измерителя АЧХ является генератор качающейся частоты. Рабочий диапазон частот, максимальная и минимальная полосы качания

частоты, точность воспроизведения исследуемых АЧХ на экране — все эти характеристики прибора определяются схемой и параметрами ГКЧ. Принципы построения ГКЧ рассмотрены в § 5.4, поэтому ограничимся краткой характеристикой генераторов качающейся частоты, применяемых в измерителях АЧХ.

В тех случаях, когда требуется малая относительная полоса качания частоты, используют автогенератор с качающейся частотой. Преимуществами этой схемы являются ее простота и возможность получения большой мощности на выходе.

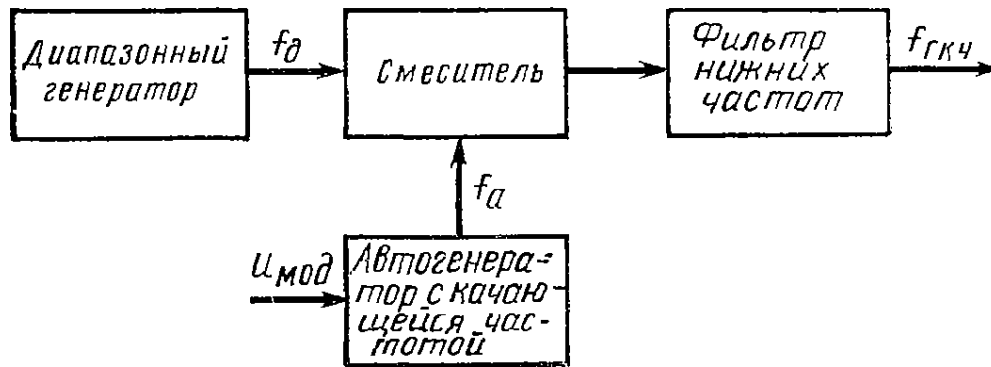


Рис. 14.5. Структурная схема ГКЧ с преобразованием частоты

При исследовании широкополосных устройств возникает необходимость изменения частоты в больших пределах. В этом случае применяют ГКЧ с преобразованием частоты, построенный по схеме на рис. 14.5. Напряжения с выходов диапазонного генератора и автогенератора с качающейся частотой, настроенного на постоянную среднюю частоту, подают на смеситель. С помощью фильтра нижних частот выделяют колебание разностной частоты: $f_{ГКЧ} = f_a - f_d$. Частоты $f_{ГКЧ}$ обычно значительно ниже средней частоты автогенератора, поэтому можно получить относительную полосу качания частоты больше единицы. Недостатками этой схемы являются искажения формы выходного напряжения вследствие попадания в полосу пропускания фильтра комбинационных колебаний высоких порядков и сравнительно малая мощность на выходе.

Линеаризация модуляционной характеристики ГКЧ. Как указано в § 14.2, при построении ГКЧ необходимо обеспечить линейную связь между мгновенными значениями напряжения развертки и частоты ГКЧ. Это условие можно записать следующим образом:

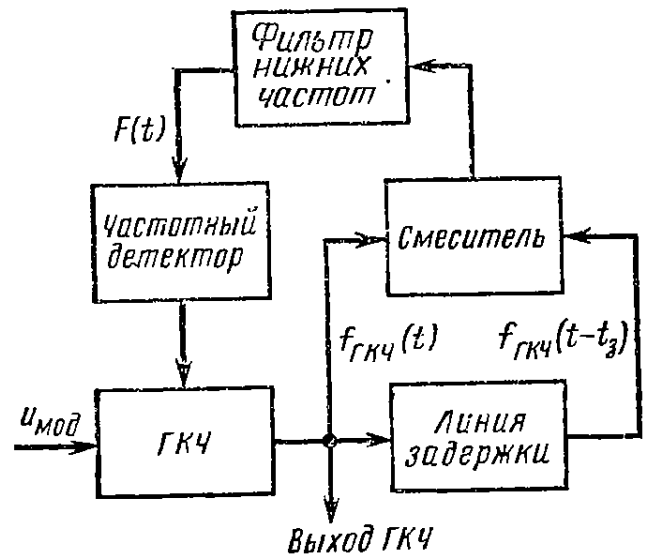
$$f_{ГКЧ}(t) = a + bu_p(t), \quad (14.1)$$

где a и b — постоянные коэффициенты.

Соотношение (14.1) справедливо для любой формы напряжения развертки. Зависимость $f_{ГКЧ}(u_p)$ называют модуляционной характеристикой ГКЧ. Из формулы (14.1) следует, что эта зависимость должна быть линейной. Нелинейность ее приводит к искажению формы исследуемых АЧХ на экране прибора.

Рассмотрим основные способы линеаризации модуляционной характеристики ГКЧ.

1. В ряде случаев эту задачу решают введением в схему измерителя АЧХ диодного функционального преобразователя, который включают между генератором развертки и нелинейным элементом в контуре автогенератора. С помощью этой схемы подбирают (обычно экспериментально) такую форму модулирующего напряжения, которая обеспечивает нужный закон изменения частоты ГКЧ, т. е. линейную модуляционную характеристику. Простота схем диодных функциональных преобразователей, возможность аппроксимировать с их помощью практически любую функцию делают этот способ весьма удобным.



2. При пилообразном напряжении развертки частота ГКЧ должна меняться по линейному закону. В этом случае целесообразно использовать устройство автоматической регулировки частоты, изображенное на рис. 14.6.

Напряжение с выхода ГКЧ подают на смеситель непосредственно и после линии задержки. Время задержки не должно зависеть от



Рис. 14.7. Линеаризация модуляционной характеристики ГКЧ с помощью частотного детектора

частоты. С помощью фильтра нижних частот выделяют колебание разностной частоты

$$F(t) = f_{\text{ГКЧ}}(t) - f_{\text{ГКЧ}}(t - t_3), \quad (14.2)$$

где t_3 — время задержки. Очевидно, что при линейной зависимости $f_{\text{ГКЧ}}(t)$ разностное колебание имеет постоянную частоту

$$F_0 = f_{\text{ГКЧ}}(t_3) - f_{\text{ГКЧ min}}. \quad (14.3)$$

На эту частоту и настраивают частотный детектор. При отклонении закона изменения частоты от линейного на выходе частотного детектора появляется напряжение ошибки. Воздействуя на нелинейный элемент в схеме автогенератора, это напряжение линеаризует модуляционную характеристику ГКЧ.

3. Способ линейризации модуляционной характеристики, основанный на применении частотного детектора, поясняет структурная схема на рис. 14.7. Колебания автогенератора с качающейся частотой подают на частотный детектор, настроенный на среднюю частоту автогенератора. Напряжение с выхода частотного детектора используют для горизонтального отклонения луча. Как известно, это напряжение линейно зависит от частоты колебания на входе частотного детектора.

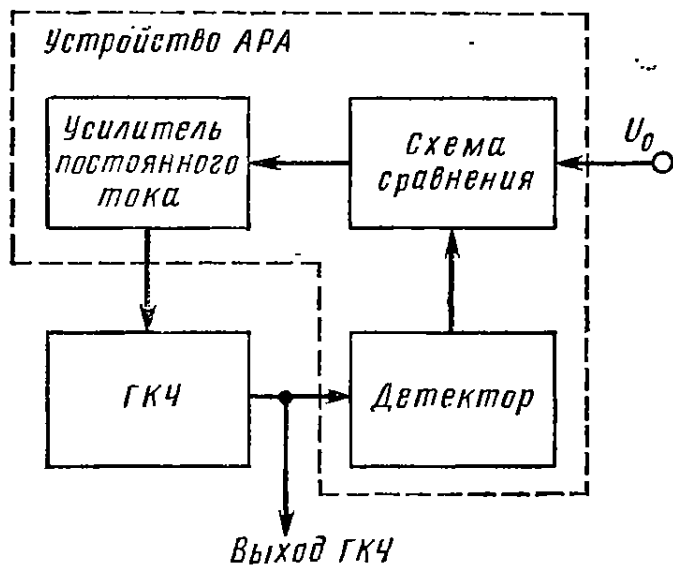


Рис. 14.8. ГКЧ с устройством автоматической регулировки амплитуды (АРА)

Данный способ целесообразно применять при постоянной средней частоте автогенератора. Практически его используют лишь при малой полосе качания частоты из-за трудности создания широкополосного частотного детектора.

Стабилизация амплитуды напряжения ГКЧ. Амплитудно-частотная характеристика должна сниматься при постоянной амплитуде напряжения на входе исследуемой цепи.

Нестабильность амплитуды напряжения ГКЧ в пределах полосы качания вызывает искажение формы исследуемой АЧХ на экране; изменение напряжения при перестройке ГКЧ приводит к ошибкам при определении коэффициента передачи исследуемой цепи. Поэтому в измерителях АЧХ принимают специальные меры для стабилизации амплитуды напряжения ГКЧ, в частности вводят устройство автоматической регулировки амплитуды (АРА), изображенное на рис. 14.8:

Напряжение ГКЧ поступает на детектор устройства АРА. Напряжение с выхода детектора, пропорциональное амплитуде напряжения ГКЧ, сравнивается с постоянным опорным напряжением U_0 . Усиленное разностное напряжение подается на ГКЧ и стабилизирует амплитуду его колебаний.

Недостатком рассмотренного способа является то, что регулировка амплитуды колебаний ГКЧ приводит, как правило, к дополнительной модуляции частоты, что вызывает искажение формы АЧХ на экране.

От этого недостатка свободен другой способ стабилизации амплитуды напряжения. Между ГКЧ и исследуемой цепью включают широкополосный усилитель с электрически изменяемым коэффициентом усиления. Напряжение с выхода устройства АРА регулирует коэффициент усиления, стабилизируя таким образом напряжение на входе исследуемой цепи. На сверхвысоких частотах для стабилизации амплитуды напряжения ГКЧ применяют широкополосные электрически управляемые аттенюаторы.

Детекторные головки. Измерители АЧХ комплектуют выносными и встроенными детекторными головками трех типов: высокоомными, согласованными оконечными и согласованными проходными. Принципиальные схемы детекторных головок приведены на рис. 14.9.

Высокоомная детекторная головка предназначена для измерения напряжений с минимальным влиянием на исследуемую цепь. Ее применяют на частотах до нескольких сотен мегагерц. Такая головка должна иметь достаточно большое входное активное сопротивление, малую входную емкость и равномерную АЧХ в рабочей полосе частот. Выравнивание частотной характеристики достигается включением небольшого активного сопротивления (резистор R_1 на рис. 14.9, а), ослабляющего влияние резонанса входной цепи.

Согласованные детекторные головки оконечного типа служат для измерения напряжений на выходе высокочастотных трактов. Эти головки должны иметь малый коэффициент стоячей волны (КСВ) на входе и равномерную АЧХ в рабочей полосе частот.

Малый КСВ обеспечивают согласованием входа детекторной головки с высокочастотным трактом. Для этого сопротивление поглощающего резистора R_1 (рис. 14.9, б) берут равным волновому сопротивлению исследуемого тракта. Равномерность АЧХ достигается компактностью конструкции, в частности включением диода в непосредственной близости от резистора R_1 .

Согласованные проходные детекторные головки используют для контроля неравномерности амплитуды напряжения ГКЧ, а также при некоторых измерениях. Проходная детекторная головка представляет собой отрезок коаксиальной линии, к внутреннему проводнику которой подключен диод (рис. 14.9, в). Для компенсации емкости диода диаметр внешнего коаксиала в области расположения диода несколько увеличивают.

Основным недостатком любой детекторной головки является нелинейность ее характеристики детектирования. Это связано с неидеальной формой вольт-амперной характеристики диода.

Кривую, изображающую характеристику детектирования, с достаточной для практики точностью можно разбить на два участка —

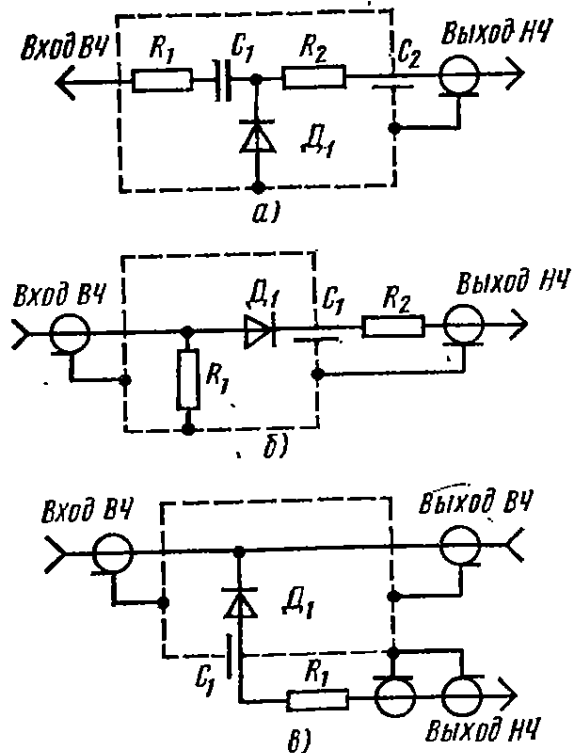


Рис. 14.9. Принципиальные схемы детекторных головок:

а — высокоомной; б — согласованной оконечной; в — согласованной проходной

начальный с квадратичной зависимостью тока от входного напряжения и линейный. Для высокочастотных диодов граничное значение напряжения составляет обычно 0,2 В. Измерители АЧХ работают на линейном участке характеристики детектирования, поэтому амплитуда напряжения на выходе исследуемой цепи должна быть в несколько раз больше указанного значения.

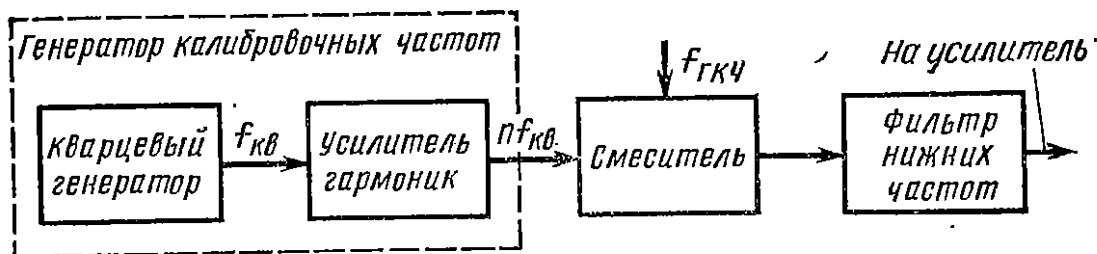


Рис. 14.10. Структурная схема генератора частотных меток на нулевых биениях

Индикаторное устройство. В него входят усилители вертикального и горизонтального каналов и электронно-лучевая трубка. В измерителях АЧХ применяют как осциллографические ЭЛТ с электростатическим отклонением луча, так и ЭЛТ с магнитным отклонением луча. Последние имеют экран значительно больших размеров, чем ЭЛТ с электростатическим отклонением, и лучшую фокусировку луча.

Недостатками магнитных ЭЛТ являются большие мощности, необходимые для отклонения луча, и малая рабочая полоса частот, что обусловлено в основном индуктивностями отклоняющих катушек. Для выравнивания частотных характеристик индикатора применяют отрицательную обратную связь в оконечных каскадах усилителей вертикального и горизонтального каналов.

§ 14.4. Измерение частот на экране измерителей АЧХ

При исследовании амплитудно-частотных характеристик возникает необходимость измерения частот и частотных интервалов, соответствующих характерным точкам изображения на экране измерителя АЧХ. Эти измерения выполняют с помощью частотных меток, неподвижных или подвижных. Чаще всего используют неподвижные равноотстоящие частотные метки. Их формируют из нулевых биений напряжения ГКЧ с напряжением, спектр которого содержит набор постоянных калибровочных частот.

Сущность этого способа поясняется структурной схемой, приведенной на рис. 14.10. Напряжение от генератора с повышенной стабильностью частоты (обычно кварцевого) подают на усилитель гармоник, представляющий собой усилитель-ограничитель с индуктивной нагрузкой. Его режим работы подбирают так, чтобы полу-

чить достаточно большое число гармоник (калибровочных частот) на выходе. На смеситель поступают напряжение ГКЧ с частотой, меняющейся во времени по определенному закону, и напряжение с выхода усилителя гармоник. Нулевые биения образуются при равенстве частоты ГКЧ соответствующим калибровочным частотам.

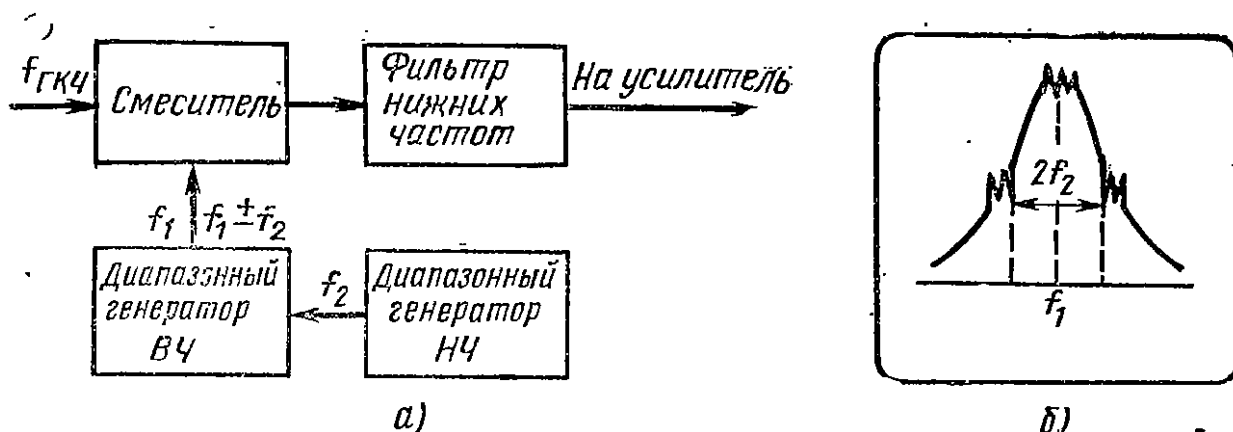


Рис. 14.11. Измерение частот с помощью трех подвижных меток:

а — структурная схема генератора меток; б — изображение на экране

Напряжение нулевых биений выделяют фильтром нижних частот. Как правило, для этого используют RC -фильтры с очень низкой частотой среза. Увеличение частоты среза приводит к расширению меток на экране. Усиленное напряжение меток подается на ЭЛТ и образует частотную шкалу на экране прибора. Интервал между двумя соседними метками равен частоте кварцевого генератора. Для изменения масштаба частотной шкалы на экране (интервалов между метками) используют умножители и делители частоты.

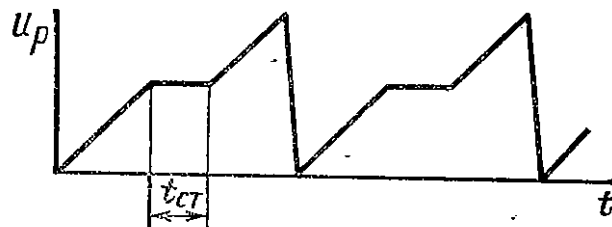


Рис. 14.12. Линейно-ступенчатое напряжение развертки

Рассмотренный способ образования частотных меток применяют в широкополосных измерителях АЧХ. При исследовании узкополосных устройств, в частности колебательных контуров, удобно пользоваться подвижными частотными метками. Структурная схема генератора трех подвижных меток приведена на рис. 14.11, а. Диапазонный ВЧ-генератор с частотой f_1 модулируют по амплитуде напряжением с частотой f_2 от диапазонного НЧ-генератора. Напряжение с выхода ВЧ-генератора подают на смеситель. Таким образом, на смеситель поступают колебания частот f_1 , $f_1 - f_2$, $f_1 + f_2$ и напряжение ГКЧ с частотой, меняющейся во времени. Частотные метки формируют фильтром нижних частот из нулевых биений между указанными колебаниями и напряжением ГКЧ. Меняя настройку ВЧ- и НЧ-генераторов, совмещают метки с характерными точками исследуемой АЧХ (рис. 14.11, б). Частоты определяют по шкалам генераторов.

Точность измерения частот на экране измерителя АЧХ можно повысить, используя напряжение развертки линейно-ступенчатой формы (рис. 14.12). В момент времени, соответствующий началу ступеньки, останавливаются частота ГКЧ и электронный луч. На исследуемой амплитудно-частотной характеристике появляется подсвеченная точка, яркость которой определяется длительностью ступеньки.

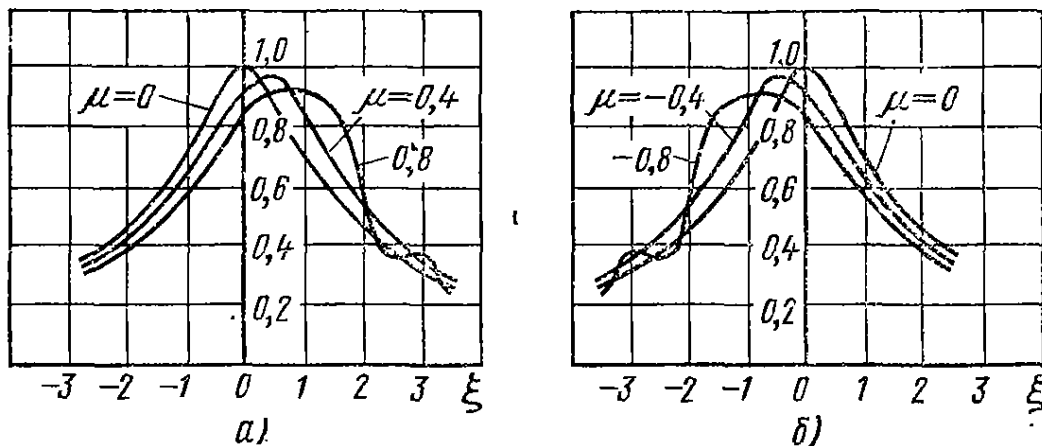


Рис. 14.13. Статическая и динамическая АЧХ колебательного контура при частотах:
 а — линейно нарастающей; б — линейно убывающей

Частоту измеряют за время ступеньки цифровым частотомером. Для запуска частотомера используют импульсы, совпадающие по времени с началом ступеньки. Перемещая ступеньку и соответственно подсвеченную точку на экране, измеряют частоты, характеризующие исследуемую АЧХ.

Линейно-ступенчатое напряжение формируют с помощью специальных импульсных схем. Длительность ступеньки определяется временем счета частотомера, т. е. временем измерения частоты.

Рассмотренный способ позволяет измерять частоты с высокой точностью, однако требует существенного увеличения периода развертки и использования ЭЛТ с длительным послесвечением, что ограничивает его применение.

§ 14.5. Динамические погрешности измерителей АЧХ

В измерителях АЧХ частота напряжения ГКЧ меняется во времени. При этом существенную роль играет время пребывания частоты ГКЧ в полосе пропускания исследуемой цепи. Если это время соизмеримо или меньше ее постоянной времени, переходные процессы искажают форму огибающей напряжения на выходе цепи. Вследствие этого изображение на экране прибора может значительно отличаться от статической АЧХ.

Как правило, при исследовании цепей и устройств стремятся получить их статические амплитудно-частотные характеристики. Вызванные конечной скоростью изменения частоты ГКЧ отклонения

формы АЧХ на экране от статической АЧХ рассматривают как динамические погрешности. В качестве примера, иллюстрирующего сказанное, на рис. 14.13 приведены статическая и динамические АЧХ одиночного колебательного контура.

Кривые рис. 14.13, а соответствуют линейно нарастающей частоте, а кривые рис. 14.13, б — линейно убывающей частоте. Параметр μ характеризует динамические искажения исследуемой АЧХ.

$$\mu = v_{\text{ГКЧ}} / \Delta f_0^2, \quad (14.4)$$

где $v_{\text{ГКЧ}}$ — скорость изменения частоты ГКЧ; Δf_0 — полоса пропускания исследуемой цепи.

Величину $\xi = 2(f - f_0) / f_0$ называют обобщенной расстройкой контура.

В общем случае $v_{\text{ГКЧ}} = df_{\text{ГКЧ}} / dt$. При линейном законе модуляции частоты и малом времени обратного хода луча модуль этой величины определяется приближенной формулой

$$v_{\text{ГКЧ}} = \Delta f_{\text{кач}} F_p, \quad (14.5)$$

где $\Delta f_{\text{кач}}$ — полоса качания частоты ГКЧ; F_p — частота развертки.

Из приведенных на рис. 14.13 кривых следует, что в динамическом режиме имеют место уменьшение максимума резонансной кривой, смещение ее по оси частот и увеличение полосы пропускания. Указанные эффекты растут с увеличением скорости изменения частоты ГКЧ. При больших значениях μ наблюдаются также осцилляции кривых, что объясняется сложением вынужденных колебаний с собственными колебаниями контура.

Динамические погрешности при малой скорости изменения частоты ГКЧ ($\mu \leq 0,1$) определяются приближенными формулами, приведенными в табл. 14.1. Эти формулы характеризуют динамическую АЧХ относительно соответствующей статической характеристики. Как следует из таблицы, динамические погрешности определяются схемой исследуемого устройства и значением параметра μ .

Пользуясь приведенными данными, можно рассчитать скорость изменения частоты ГКЧ, обеспечивающую пренебрежимо малые динамические погрешности, что соответствует работе прибора в квазистатическом режиме. Однако эти расчеты справедливы лишь для приведенных в таблице устройств.

На практике при выборе скорости изменения частоты ГКЧ исходят только из условия малости параметра μ . Это не всегда приводит к правильным результатам. Поэтому в измерителях АЧХ

Таблица 14.1

Динамические погрешности	Одиночный колебательный контур	Два одинаковых связанных контура при критической связи
Смещение максимума АЧХ	$1,27\mu$	$-0,765\sqrt{\mu}$
$\Delta \xi_{\text{см}}$ Изменение максимума АЧХ	$-0,42\mu^2$	$1,04\mu^2$
$\Delta u / u_0$ Изменение полосы пропускания $\Delta \xi_{\text{пр}}$	$1,04\mu^2$	$10,4\mu^2$

предусматривают возможность контроля и оценки динамических погрешностей.

Один способ заключается в уменьшении частоты развертки или полосы качания частоты; если при этом не наблюдается увеличения максимума АЧХ или смещения его по оси частот, можно считать, что динамические искажения малы.

Другой способ заключается в изменении частоты ГКЧ и напряжения развертки по треугольному закону. При этом луч прочерчивает на экране две амплитудно-частотные характеристики: одну — при возрастании частоты, а другую — при убывании. В соответствии с рис. 14.13, *а*, *б* на экране измерителя АЧХ наблюдаются две кривые, смещенные относительно статической АЧХ.

Уменьшая частоту развертки или полосу качания, добиваются совпадения кривых. Очевидно, что установленная при этом скорость изменения частоты ГКЧ соответствует весьма малым динамическим погрешностям. Для измерения резонансной частоты исследуемой цепи нет необходимости совмещать кривые на экране. Резонансная частота определяется точкой их пересечения. В этой точке и нужно установить частотную метку.

§ 14.6. Применение измерителей АЧХ

Основное назначение измерителей АЧХ — исследование амплитудно-частотных характеристик линейных четырехполюсников. Наряду с этим измерители АЧХ применяют для исследования частотной зависимости крутизны АЧХ, измерения добротности контуров и резонаторов. Рассмотрим методику и особенности этих измерений.

Исследование АЧХ. Для неискаженного воспроизведения амплитудно-частотных характеристик на экране прибора необходимо выполнить ряд условий, связанных как со свойствами исследуемого устройства, так и с диапазоном рабочих частот.

При исследовании активных четырехполюсников, в частности усилителей, возможны искажения АЧХ вследствие нелинейности их амплитудной характеристики. Снятие АЧХ усилителей следует проводить при минимально необходимом напряжении на входе, причем уменьшение этого напряжения не должно вызывать изменения формы АЧХ на экране.

При исследовании АЧХ четырехполюсников с большим затуханием появляются искажения, вызванные работой на нелинейном участке характеристики детектора. Для большинства измерителей АЧХ нормальный режим соответствует подаче на вход детекторной головки напряжения более 0,2 В. Поэтому при исследовании цепей с большим затуханием напряжение с выхода цепи подают сначала на широкополосный усилитель, а затем на детекторную головку.

Измерители АЧХ можно использовать для исследования амплитудно-частотных характеристик устройств с преобразованием частоты. При этом необходимо учитывать, что частотные метки соответствуют частоте ГКЧ, а наблюдаемая АЧХ — частоте на выходе исследуемого устройства. В случае гетеродинного преоб-

разования частоты и выделения разностной составляющей метки на экране прибора соответствуют частотам $f = f_m - f_{\text{гет}}$, где f_m — частоты меток измерителя АЧХ; $f_{\text{гет}}$ — частота гетеродина исследуемого устройства. Частотные интервалы между метками при этом не меняются.

Ранее было указано, что измерители АЧХ комплектуют набором детекторных головок. При исследовании низкочастотных цепей используют высокоомные детекторные головки, которые можно включать как на выходе, так и в промежуточных точках исследуемой цепи. С повышением частоты входное сопротивление детекторной головки падает и становится заметным ее влияние на исследуемую цепь. Поэтому на высоких частотах применяют согласованные детекторные головки, включаемые на выходе исследуемого устройства вместо нагрузки. Входное сопротивление такой головки должно быть равно сопротивлению нагрузки. При необходимости детекторную головку включают через согласующее устройство.

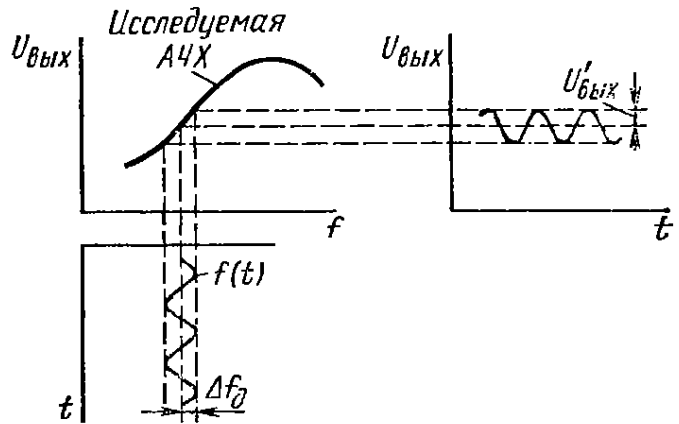


Рис. 14.14. Измерение крутизны АЧХ способом частотной модуляции входного напряжения

Измерение крутизны АЧХ. При исследовании цепей и устройств с линейной зависимостью выходного напряжения от частоты, например частотных детекторов, удобно иметь на экране прибора частотную зависимость крутизны АЧХ

$$S_{\text{АЧХ}}(f) = dU_{\text{вых}}(f)/df.$$

Эту кривую можно получить при двойной частотной модуляции напряжения ГКЧ.

Подадим на вход исследуемой цепи напряжение с частотой f , меняющейся по гармоническому закону (рис. 14.14). При достаточно малой и постоянной девиации частоты Δf_d амплитуда огибающей $U'_{\text{вых}}$ пропорциональна крутизне исследуемой АЧХ, так как

$$U'_{\text{вых}}(f) = \Delta f_d S_{\text{АЧХ}}(f). \quad (14.6)$$

Соотношение (14.6) следует из графиков рис. 14.14. При качании частоты f закон изменения напряжения $U'_{\text{вых}}(t)$ повторяет частотную характеристику крутизны АЧХ. Девиация частоты Δf_d должна быть постоянной. Данный способ сравнительно просто реализуется при использовании ГКЧ с преобразованием частоты (рис. 14.15). Колебания качающейся частоты генерирует автогенератор. Частоту диапазонного генератора модулируют по гармоническому закону. Период модуляции должен быть много меньше периода качания частоты (периода развертки); девиация частоты — много меньше

полосы качания. На выходе смесителя фильтром нижних частот выделяют напряжение с двойной частотной модуляцией. Это напряжение поступает на исследуемую цепь и далее на детектор и узкополосный усилитель, настроенный на частоту модуляции (рис. 14.15, а). Напряжение с выхода узкополосного усилителя непосредственно или после второго детектора и усилителя подают на ЭЛТ. Изображения на экране для двух положений переключателя показаны на рис. 14.15, б. Приведенные кривые соответствуют частотной характеристике крутизны АЧХ настроенного частотного детектора. По этим кривым можно оценить нелинейность АЧХ в рабочей полосе частот, измерить крутизну и другие параметры.

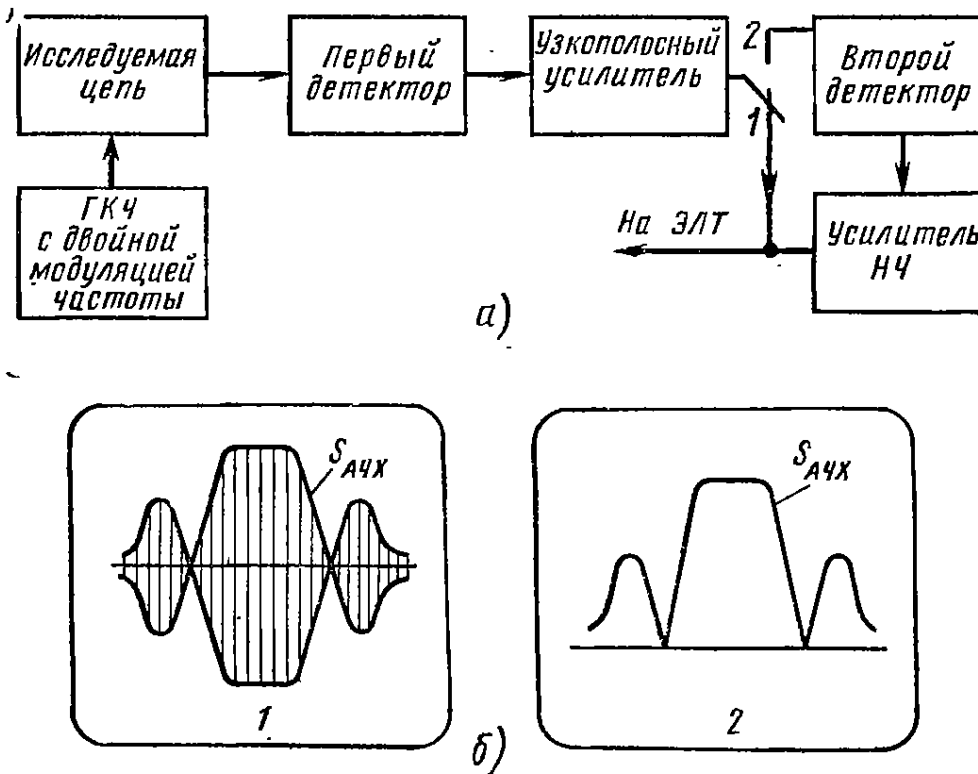


Рис. 14.15. Измерение частотной характеристики крутизны АЧХ:

а — структурная схема; б — изображения на экране для двух положений переключателя

Измерение добротности. Простейший способ основан на измерении резонансной частоты исследуемой цепи f_0 и ее полосы пропускания Δf_0 . Добротность рассчитывают по формуле

$$Q = f_0 / \Delta f_0. \quad (14.7)$$

При линейных характеристиках детекторной головки и усилителя вертикального канала полосу пропускания определяют на уровне $0,707U_0$, где U_0 — максимальное напряжение на выходе цепи (рис. 14.16, а). Иногда удобно пользоваться формулой

$$Q = 0,5 \frac{f_1 + f_2}{f_2 - f_1}, \quad (14.8)$$

где f_1 и f_2 — частоты, отсчитанные на уровне $0,707 U_0$.

Более точный способ определения добротности основан на измерении частотного интервала между максимумами частотной характеристики крутизны АЧХ. Эту кривую можно получить на экране измерителя АЧХ при двойной частотной модуляции напряжения ГКЧ. АЧХ колебательного контура имеет максимальную крутизну при обобщенных расстройках

$$\xi_{1,2} = \frac{2(f'_{1,2} - f_0)}{\Delta f_0} = \mp 0,707, \quad (14.9)$$

где f'_1 и f'_2 — частоты, соответствующие максимумам крутизны АЧХ, (рис. 14.16, б). Из (14.9) с учетом (14.7), получаем расчетную формулу

$$Q = 0,354 \frac{f'_1 + f'_2}{f'_2 - f'_1}. \quad (14.10)$$

Погрешности при измерении добротности с помощью измерителей АЧХ обусловлены прежде всего шунтирующим действием цепей возбуждения и детектора и динамическими искажениями формы АЧХ на экране. Поэтому нужно стремиться к минимальной связи исследуемой цепи с ГКЧ и использовать детекторную головку с большим входным сопротивлением. Для уменьшения динамических погрешностей скорость изменения частоты ГКЧ следует устанавливать с учетом рекомендаций, приведенных в § 14.5.

§ 14.7. Корреляционный измеритель импульсных характеристик

В ряде случаев целесообразно исследовать не амплитудно-частотные, а импульсные характеристики цепей и устройств. Получить их можно с помощью коррелометров, менее чувствительных к воздействию помех и не требующих выключения исследуемой цепи из нормальной работы (при необходимости амплитудно-частотную характеристику можно затем вычислить с помощью преобразования Фурье).

Измерительная схема (рис. 14.17) содержит генератор напряжения $u_1(t)$, линию задержки, схему умножения, интегратор и вольтметр. Исследуемая цепь не выключается из работы, поэтому на ее входе кроме напряжения $u_1(t)$ будет также рабочий сигнал $s_1(t)$.

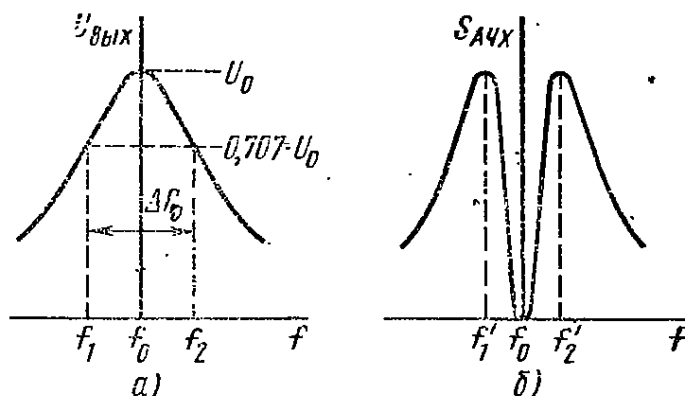


Рис. 14.16. Частотные характеристики колебательного контура: а — АЧХ; б — частотная характеристика крутизны АЧХ

Покажем, что при соответствующем выборе напряжения $u_1(t)$ напряжение на выходе интегратора $u_{\text{вых}}$ воспроизводит по точкам импульсную характеристику исследуемой цепи. Так как линия задержки, схема умножения и интегратор образуют коррелятор, то выходное напряжение пропорционально взаимно корреляционной функции напряжений, поступающих на его вход:

$$\begin{aligned}
 u_{\text{вых}} &= kR_{1,2}(\tau) = k \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u_1(t - \tau) [s_2(t) + u_2(t)] dt = \\
 &= k \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u_1(t - \tau) s_2(t) dt + k \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u_1(t - \tau) u_2(t) dt,
 \end{aligned}
 \tag{14.11}$$

где $s_2(t)$ — рабочий сигнал на выходе исследуемой цепи; k — коэффициент пропорциональности; $u_2(t)$ — напряжение u_1 , преобразованное исследуемой цепью.

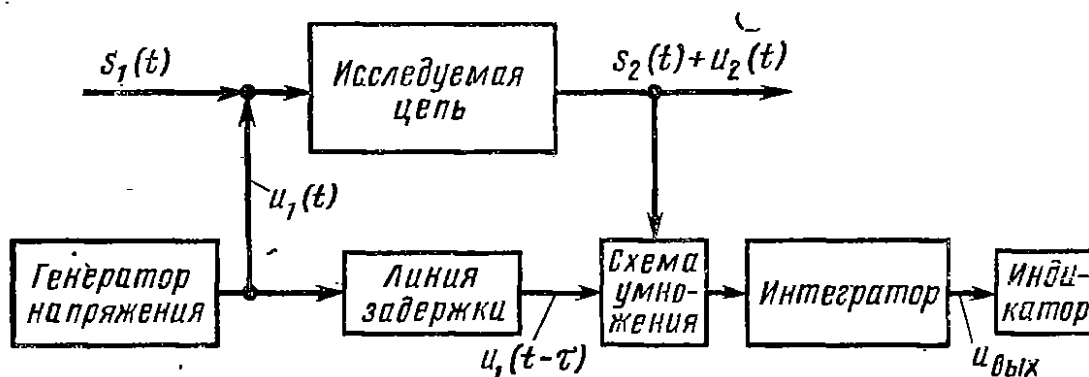


Рис. 14.17. Структурная схема корреляционного измерителя импульсных характеристик

Так как напряжения $u_1(t)$ и $s_2(t)$ статистически независимы, первый интеграл равен нулю и

$$u_{\text{вых}} = k \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u_1(t - \tau) u_2(t) dt.
 \tag{14.12}$$

Отсутствие влияния рабочего сигнала на результат измерения позволяет выбирать $u_1(t)$ достаточно малым. Напряжение $u_2(t)$ связано с напряжением $u_1(t)$ соотношением (интеграл свертки)

$$u_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u_1(t - \xi) h(\xi) d\xi,
 \tag{14.13}$$

где $h(\xi)$ — импульсная характеристика исследуемой цепи.

Подставив выражение (14.13) в (14.12), получаем

$$u_{\text{вых}} = k \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u_1(t - \tau) \int_{-\infty}^{\infty} u_1(t - \xi) h(\xi) d\xi dt.$$

Изменяя порядок интегрирования (что допустимо в силу независимости t и ξ), имеем

$$u_{\text{вых}} = k \int_{-\infty}^{\infty} h(\xi) \left[\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u_1(t-\xi) u_1(t-\tau) dt \right] d\xi.$$

Обозначив $t-\xi = t'$, находим

$$u_{\text{вых}} = k \int_{-\infty}^{\infty} h(\xi) \left\{ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u_1(t') u_1[t' - (\tau - \xi)] dt' \right\} d\xi.$$

Выражение в фигурных скобках представляет собой автокорреляционную функцию $R_{11}(\tau - \xi)$ напряжения $u_1(t)$. Поэтому

$$u_{\text{вых}} = k \int_{-\infty}^{\infty} h(\xi) R_{11}(\tau - \xi) d\xi. \quad (14.14)$$

Выберем в качестве $u_1(t)$ шумовое напряжение, автокорреляционная функция которого соответствует дельта-функции или близка к ней:

$$R_{11}(\tau - \xi) = \delta(\tau - \xi),$$

где

$$\delta(\tau - \xi) = \begin{cases} \infty, & \text{если } \tau - \xi = 0; \\ 0, & \text{если } \tau - \xi \neq 0, \end{cases}$$

и

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau - \xi) d\xi = 1.$$

С учетом сделанного выбора выражение для выходного напряжения можно записать в виде

$$u_{\text{вых}} = k \int_{-\infty}^{\infty} h(\xi) \delta(\tau - \xi) d\xi.$$

Так как функция $\delta(\tau - \xi)$ отлична от нуля лишь при $\xi = \tau$:

$$u_{\text{вых}} = kh(\tau) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau - \xi) d\xi,$$

а так как интеграл в последнем выражении равен единице, то $u_{\text{вых}} = kh(\tau)$.

Таким образом, при соответствующем выборе $u_1(t)$ и бесконечном времени интегрирования выходное напряжение коррелятора $u_{\text{вых}}$ пропорционально одному из значений импульсной характеристики $h(\tau)$. Меняя временную задержку τ , можно по точкам воспроизвести всю импульсную характеристику исследуемой цепи.

Ранее предполагалось, что напряжение $u_1(t)$ представляет собой «белый шум». В практических случаях это может быть шумовое напряжение, спектральная плотность которого в первом приближении постоянна в полосе частот $0 < f < f_{\max}$, причем f_{\max} больше верхней граничной частоты полосы пропускания цепи. Автокорреляционную функцию, близкую к требуемой, имеют также псевдослучайные последовательности импульсов.

Погрешности измерения могут быть двух типов: аппаратурные и за счет конечного времени усреднения. Конечность времени усреднения приводит к тому, что оценка выходного напряжения, определяемая формулой (14.14), содержит погрешность.

Погрешности данного типа рассмотрены в гл. 12. Кроме того, при конечном времени интегрирования первый интеграл в формуле (14.11) не обращается в нуль, что вызывает дополнительную погрешность измерений.

Глава 15

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ И ХАРАКТЕРИСТИК

СВЧ-УСТРОЙСТВ

§ 15.1. Устройство измерительных линий

К СВЧ-устройствам относятся коаксиальные, полосковые и волноводные тракты (линии передачи), двухполюсные, четырехполюсные и многополюсные устройства, работающие на частотах от 300 МГц до 300 ГГц, что соответствует длинам волн от 1 м до 1 мм. Характерным признаком СВЧ-устройств является соизмеримость их размеров с длиной волны возбуждаемых колебаний. Такие устройства, как известно, относятся к системам с распределенными постоянными.

Укажем основные параметры СВЧ-устройств. При настройке и эксплуатации СВЧ-трактов измеряют параметры, характеризующие степень согласования нагрузки с трактом: коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВ) и комплексный коэффициент отражения нагрузки (определения этих величин даны в § 15.2). Двухполюсные СВЧ-устройства — оконечные нагрузки, неоднородности с малой протяженностью по сравнению с длиной волны и т. д. — характеризуют полным (комплексным) сопротивлением или полной проводимостью. При экспериментальном исследовании четырехполюсных и многополюсных СВЧ-устройств измеряют элементы волновой матрицы рассеяния (параметры рассеяния) или коэффициент ослабления (см. § 15.3 и 15.4).

Измерение параметров и характеристик СВЧ-устройств выполняют двумя основными способами.

При первом способе с помощью измерительной линии анализируют продольное распределение электромагнитного поля в СВЧ-тракте и определяют искомые параметры расчетным путем.

При втором способе используют специализированные измерительные приборы, в частности панорамные измерители характеристик СВЧ-устройств, описанные в § 15.5.

Рассмотрим устройство измерительных линий. Измерительная линия (ИЛ) является универсальным прибором диапазона СВЧ, позволяющим измерить практически любой параметр устройств с распределенными постоянными. Широкое применение измерительных линий обусловлено их простотой, надежностью, возможностью использования в широком диапазоне частот.

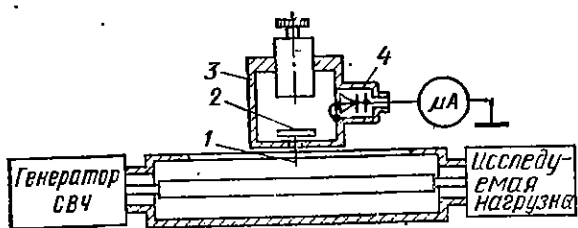


Рис. 15.1. Устройство коаксиальной измерительной линии:
1 — зонд; 2 — возбудитель; 3 — резонатор; 4 — детектор

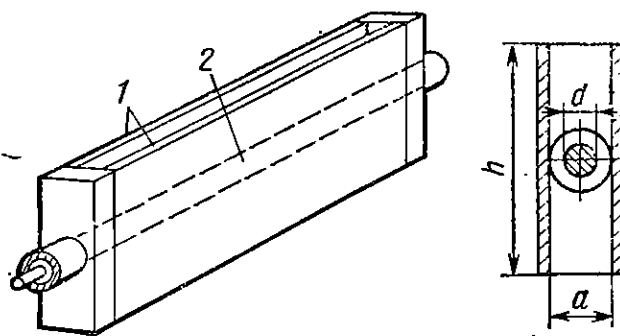


Рис. 15.2. Измерительная секция с параллельными пластинами:
1 — пластины; 2 — внутренний проводник

Измерительная линия представляет собой отрезок СВЧ-тракта, вдоль которого может перемещаться индикаторная головка. Устройство коаксиальной измерительной линии поясняет рис. 15.1. Э. д. с., наводимая на зонде, пропорциональна напряженности электрического поля в месте расположения зонда. Эта э. д. с. возбуждает резонатор индикаторной головки, связанный с детектором. Ток с выхода детектора подают на измерительный усилитель (в случае модулированного напряжения СВЧ-генератора) или на микроамперметр постоянного тока. Перемещая индикаторную головку и измеряя силу тока на выходе детектора, определяют распределение напряженности электрического поля (напряжения) вдоль измерительной линии.

Точность измерений и эксплуатационные свойства ИЛ зависят от конструктивного решения и качества изготовления ее узлов.

Основные узлы ИЛ: измерительная секция, индикаторная головка, устройство для перемещения индикаторной головки и отчета положений зонда. Рассмотрим варианты конструкций этих узлов.

Измерительная секция является важнейшей частью ИЛ, определяющей конструкцию прибора. Потери в этой секции должны быть минимальными, а волновое сопротивление — строго постоянным по всей длине. Это накладывает жесткие требования на точность изготовления деталей секции и качество обработки ее внутренних поверхностей.

В ИЛ, предназначенных для исследования коаксиальных трактов, используют измерительную секцию с внешним проводником, выполненным в виде двух параллельных пластин (рис. 15.2). Если высота пластин много больше расстояния между ними, а внутренний проводник имеет эллиптическое сечение, эта система эквивалентна обычной коаксиальной линии с круглыми проводниками, что можно доказать математически строго с помощью конформных преобразований. Практически берут высоту пластин $h \approx 6a$, где a — расстояние между пластинами. Внутренний проводник делают круглого сечения. Волновое сопротивление такой линии определяется приближенной формулой

$$Z_c \cong 138 \lg \frac{4a}{\pi d}, \quad (15.1)$$

где d — диаметр внутреннего проводника.

В измерительной секции с параллельными пластинами напряженность электрического поля в области расположения зонда меняется гораздо медленнее, чем в коаксиальной линии с круглыми проводниками. Поэтому небольшие поперечные колебания зонда, возникающие при перемещении индикаторной головки вдоль линии, вызывают незначительное изменение наведенной на зонде э.д.с.

При использовании измерительной секции с параллельными пластинами трудности возникают при конструировании перехода к стандартному коаксиальному разъему. Этот переход сопровождается изменением размеров и формы проводников, что приводит к появлению полей высших типов. Последнее можно рассматривать как включение в линию проводимостей емкостного характера. Для компенсации их вводят последовательную индуктивность, что достигается смещением внутреннего проводника (рис. 15.3, а).

Эквивалентная схема перехода соответствует фильтру нижних частот (рис. 15.3, б). Очевидно, что для согласования фильтра с СВЧ-трактом его характеристическое сопротивление должно быть равно волновому сопротивлению измерительной линии; частота среза фильтра должна быть больше максимальной рабочей частоты. При этом отражения от перехода пренебрежимо малы.

Волноводная измерительная секция представляет собой отрезок стандартного волновода соответствующего сечения с узкой продольной щелью. Практически используют лишь измерительные ли-

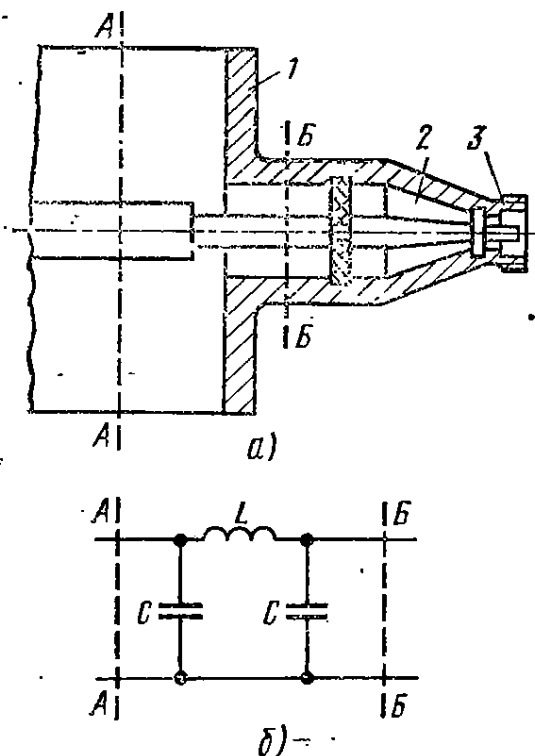


Рис. 15.3. Переход от секции с параллельными пластинами к коаксиальному разъему:

а — конструкция перехода: 1 — торцовая пластина; 2 — согласующий переход; 3 — коаксиальный разъем; б — эквивалентная схема перехода

нии, предназначенные для исследования прямоугольных волноводов при распространении в них волны основного типа H_{10} . Щель в этом случае располагают точно в середине широкой стенки волновода. Длина щели должна быть не менее $\frac{3}{4}\Lambda_{\max}$, где Λ — длина волны в волноводе.

Щель нарушает однородность измерительной секции. В сечениях волновода, соответствующих началу и концу щели, появляются отражения, определяющие собственный КСВ измерительной линии и ограничивающие ее применение для исследования нагрузок с малым коэффициентом отражения.

Наличие щели приводит также к излучению энергии в свободное пространство, однако при малой ширине и правильном расположении щели влияние этого фактора на результаты измерений незначительно.

Индикаторная головка ИЛ служит для преобразования высокочастотной э. д. с., наведенной на элементе связи, в постоянное напряжение или ток. Во всех стандартных измерительных линиях для связи индикаторной головки с полем исследуемого СВЧ-тракта используют зонд, выполненный в виде тонкого вертикального штыря.

Связь индикаторной головки с исследуемым полем регулируют изменением глубины погружения зонда. В случае экранированного зонда меняют длину его неэкранированной части. Введение зонда эквивалентно включению в соответствующем сечении измерительной секции проводимости

$$\underline{Y}_3 = G_3 + jB_3. \quad (15.2)$$

Активная проводимость зонда определяет долю мощности, отводимую в цепь детектора, реактивная — искажает форму стоячей волны в исследуемом тракте, в частности приводит к смещению максимумов электрического поля.

Для уменьшения влияния зонда длину его следует брать минимальной. Однако при этом уменьшается чувствительность индикаторной головки. Для компенсации реактивной проводимости зонда и повышения чувствительности применяют резонансную настройку индикаторной головки. Это уменьшает искажения поля в ИЛ и обеспечивает максимальную передачу мощности от зонда на выход детектора.

Из сказанного следует, что диапазон рабочих частот измерительной линии определяется не только размерами измерительной секции, но и диапазоном настройки индикаторной головки. Для расширения этого диапазона применяют резонаторы специальной формы. В ИЛ для метровых и дециметровых волн используют тороидальные резонаторы. На рис. 15.4, а показан несимметричный тороидальный резонатор, настраиваемый перемещением центрального стержня. Резонансная длина волны λ_0 по мере погружения стержня увеличивается. При высоте зазора $t \ll h$ имеет место приближенная формула

$$\lambda_0 \approx \frac{\pi d}{2} \sqrt{\frac{2h}{t} \ln \frac{D}{d}}. \quad (15.3)$$

Обозначение размеров в формуле соответствует рис. 15.4, а.

Из формулы (15.3) следует, что, уменьшая высоту зазора, можно существенно увеличить резонансную длину волны. Но при малых зазорах резко возрастает крутизна настроечной кривой $\lambda_0(t)$; для улучшения ее применяют резонаторы со специально подобранной формой зазора (рис. 15.4, б).

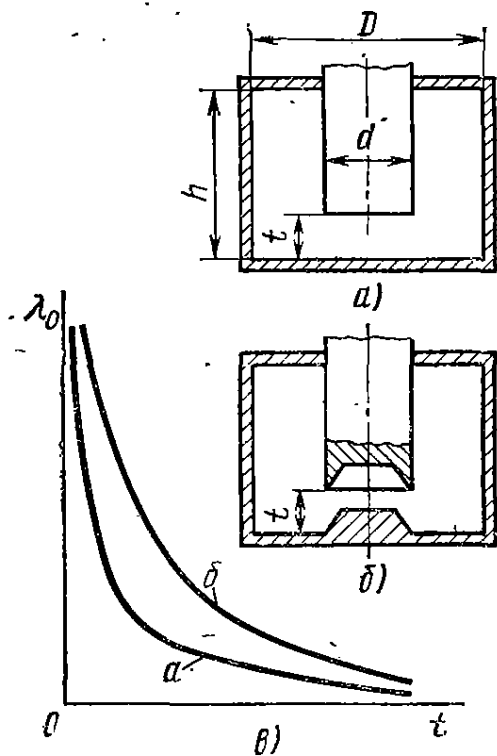


Рис. 15.4. Торондальные резонаторы индикаторной головки:

а — с плоским зазором; б — со специальной формой зазора; в — их настроечные кривые

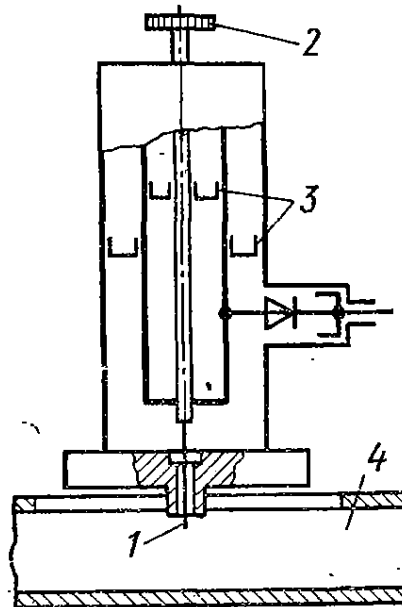


Рис. 15.5. Бикоаксиальный резонатор индикаторной головки:

1 — зонд; 2 — регулятор глубины погружения зонда; 3 — плунжеры настройки; 4 — волновод

При уменьшении зазора добротность резонатора падает. Это приводит к снижению чувствительности индикаторной головки. Для выравнивания чувствительности связь зонда с резонатором осуществляют через емкостный возбудитель, выполненный в виде диска (см. рис. 15.1). В такой конструкции уменьшение добротности частично компенсируется возрастающей связью возбудителя с электрическим полем резонатора.

В ИЛ сантиметрового диапазона резонансная система индикаторной головки представляет собой *бикоаксиальный резонатор*, состоящий из трех concentrically расположенных цилиндров (рис. 15.5). Центральный стержень, являющийся продолжением зонда, вместе с внутренней поверхностью среднего цилиндра образует внутреннюю коаксиальную линию. Внешняя поверхность среднего цилиндра и внутренняя наружного образуют внешнюю коаксиальную линию, связанную с детектором. Настраивают линии с помощью короткозамыкающих плунжеров.

Детектор индикаторной головки представляет собой специальную камеру, в которую помещен полупроводниковый диод. Связь детекторной камеры с резонатором может быть индуктивной, через петлю связи (см. рис. 15.1), или кондуктивной (рис. 15.5). Высоко-частотные составляющие тока детектора должны замыкаться на корпус прибора. Это достигается с помощью конструктивной емкости между держателем диода и камерой.

Устройство для перемещения индикаторной головки и отсчета положений зонда должно обеспечивать перемещение зонда в плоскости симметрии измерительной линии при строго постоянной глубине погружения его в измерительную секцию, а также отсчет положений зонда с заданной точностью.

Как правило, индикаторная головка крепится на каретке — металлической плите, передвигаемой вдоль измерительной секции по направляющим. Каретку устанавливают на направляющих с помощью специальных подшипников, имеющих малые биения. Для ее передвижения широко применяется фрикционная передача, как наиболее простая и надежная. Положение зонда в ИЛ метрового и дециметрового диапазонов определяют с помощью линейки, укрепленной на корпусе прибора, и нониуса, установленного на каретке. Это обеспечивает отсчет с точностью до $\pm 0,1$ мм, что соответствует практическим требованиям в этих диапазонах. В ИЛ сантиметровых волн необходимая точность отсчета составляет со-
тые доли миллиметра. Это достигается установкой измерителей линейных перемещений с разрешающей способностью 0,01 мм в качестве основного или дополнительного устройства для отсчета положений зонда.

§ 15.2. Измерение коэффициента стоячей волны, коэффициента отражения и полного сопротивления нагрузки

Рассмотрим способы измерения этих величин с помощью измерительной линии и методику определения полного сопротивления нагрузки.

Измерение КСВ. Коэффициент стоячей волны (КСВ) равен отношению максимального напряжения в СВЧ-тракте к минимальному:

$$k_c = u_{\max} / u_{\min} \quad (15.4)$$

В волноводных трактах под КСВ понимают отношение напряженностей электрического поля в максимуме и минимуме стоячей волны:

$$k_c = E_{\max} / E_{\min} \quad (15.5)$$

Иногда в расчетные соотношения вводят величину обратную КСВ, называемую коэффициентом бегущей волны (КБВ):

$$k_b = 1 / k_c \quad (15.6)$$

Диапазон возможных значений КСВ лежит от 1 до ∞ . Значения КБВ могут меняться от 1 до 0. При идеальном согласовании нагрузки с СВЧ-трактом эти коэффициенты равны единице.

Из соотношений (15.4) и (15.5) следует, что для определения КСВ достаточно измерить максимальное и минимальное напряжения (напряженности электрического поля) в исследуемом тракте. Фактически измеряют ток на выходе детектора ИЛ. Высокочастотное напряжение, подводимое к детектору, пропорционально напряженности электрического поля в месте расположения зонда, однако зависимость между этим напряжением и током на выходе детектора является нелинейной.

Как правило, стремятся к минимальной связи зонда с исследуемым полем, так как это уменьшает искажения поля в ИЛ. Поэтому характерным является режим малых токов детектора. При токах $I_d < 10$ мкА вольт-амперная характеристика полупроводниковых СВЧ-диодов близка к квадратичной;

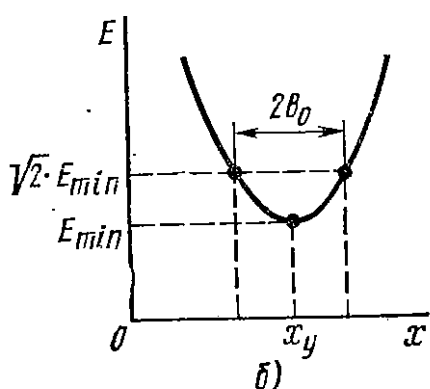
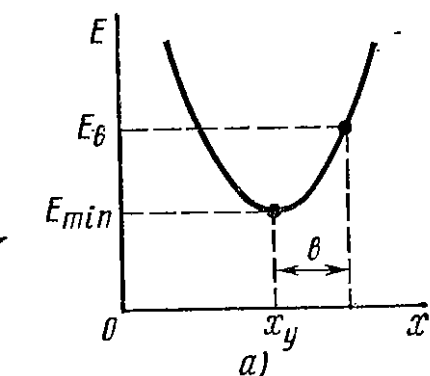


Рис. 15.6. Определение КСВ путем измерения поля вблизи узла стоячей волны

$$I_d = ai^n, \quad (15.7)$$

где n — показатель степени, равный 1,8—2,2. При этом коэффициент стоячей волны

$$k_c = \sqrt{I_{d \max} / I_{d \min}}, \quad (15.8)$$

где $I_{d \max}$ и $I_{d \min}$ — максимальное и минимальное значения тока детектора, измеренные при перемещении зонда вдоль ИЛ.

Соотношением (15.8) пользуются при измерении КСВ менее 5. При больших КСВ измерять значения $I_{d \max}$ и $I_{d \min}$, оставаясь в пределах квадратичного участка характеристики детектора, затруднительно. Кроме того, с увеличением КСВ растет сопротивление линии в области максимума стоячей волны и влияние проводимости зонда на распределение поля становится значительным. Поэтому при $k_c > 5$ применяют способ, основанный на измерении поля вблизи узла (минимума) стоячей волны (рис. 15.6).

Измеряют напряженность электрического поля в узле и точке, отстоящей от узла на расстояние b (рис. 15.6; а). Определяют также длину волны в измерительной линии Λ (методика измерения Λ описана далее). Значение КСВ рассчитывают по формуле

$$k_c = \sqrt{\frac{(E_b/E_{\min})^2 - 1}{\sin^2 2\pi \frac{b}{\Lambda}}} + 1. \quad (15.9)$$

В ряде случаев удобнее измерять расстояние b , задавшись некоторым значением E_b/E_{\min} . При $E_b/E_{\min} = \sqrt{2}$ выражение (15.9) принимает вид

$$k_c = \sqrt{\frac{1}{\sin^2 \pi \frac{2b_0}{\Lambda}} + 1}, \quad (15.10)$$

где $2b_0$ — ширина узла стоячей волны на уровне $\sqrt{2}E_{\min}$ (рис. 15.6, б).

Для больших значений КСВ формула (15.10) упрощается; при $k_c > 10$ можно пользоваться приближенным выражением

$$k_c = \Lambda / (2\pi b_0). \quad (15.11)$$

Таким образом, измерение КСВ сводится к определению ширины узла стоячей волны на уровне $\sqrt{2}E_{\min}$ и длины волны в ИЛ. Отметим, что при квадратичной характеристике детектора значение $2b_0$ должно измеряться на уровне $2I_{d \min}$.

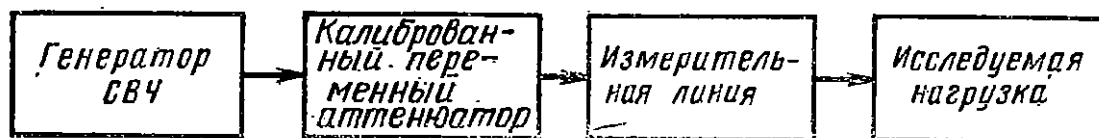


Рис. 15.7. Измерение КСВ с помощью калиброванного аттенюатора

Описанный способ существенно уменьшает погрешность измерений, так как отсчет токов производится на близких уровнях. Кроме того, зонд во время измерений находится вблизи узла стоячей волны, где его влияние на распределение поля минимально. Основным недостатком этого способа заключается в том, что при больших значениях КСВ ширина узла стоячей волны невелика и требуется очень высокая точность отсчета положений зонда в измерительной линии.

Рассмотрим еще один способ измерения КСВ, основанный на применении *калиброванного переменного аттенюатора*. Аттенюатор включают между генератором и измерительной линией, как это показано на рис. 15.7. КСВ измеряют следующим образом. Установив зонд в узле стоячей волны, отмечают значение тока детектора $I_{d \min}$. Затем передвигают зонд в положение, соответствующее максимуму стоячей волны, и увеличивают ослабление аттенюатора до получения прежнего значения тока детектора. Как правило, аттенюаторы градуируют в децибелах. Измеренное значение КСВ

$$k_c = 20 \lg \frac{E_{\max}}{E_{\min}} = A_2 - A_1, \quad (15.12)$$

где $A_2 - A_1$ — разность отсчетов по шкале аттенюатора, дБ. Этот способ определения КСВ отличается повышенной точностью, так как форма вольт-амперной характеристики диода не влияет на ре-

зультат измерений. Погрешность связана в основном с неточностью отсчета ослаблений по шкале аттенюатора.

Измерение коэффициента отражения. Коэффициентом отражения на грузки называют величину

$$\underline{\rho}_H = \underline{U}_{H.отр} / \underline{U}_{H.пад} = \underline{E}_{H.отр} / \underline{E}_{H.пад} \quad (15.13)$$

В этом выражении $\underline{U}_{H.пад}$ ($\underline{E}_{H.пад}$) и $\underline{U}_{H.отр}$ ($\underline{E}_{H.отр}$) — комплексные амплитуды падающей и отраженной волн напряжения (напряженности электрического поля) на нагрузке.

В общем случае коэффициент отражения является комплексной величиной и его можно записать в виде

$$\underline{\rho}_H = \rho_H e^{j\varphi_H}, \quad (15.14)$$

где ρ_H — модуль; φ_H — фазовый угол коэффициента отражения на грузки.

В СВЧ-тракте без потерь амплитуды падающей и отраженной волн постоянны. При этом модуль коэффициента отражения

$$\rho_H = U_{отр} / U_{пад} = E_{отр} / E_{пад} \quad (15.15)$$

С коэффициентом стоячей волны эта величина связана соотношением

$$\rho_H = (k_c - 1) / (k_c + 1). \quad (15.16)$$

Следовательно, модуль коэффициента отражения можно вычислить, если измерено значение КСВ в измерительной линии.

Фазовый угол коэффициента отражения определяется выражениями

$$\varphi_H = 4\pi x_{y1} / \Lambda - \pi, \quad (15.17)$$

$$\varphi_H = 4\pi x_{n1} / \Lambda, \quad (15.18)$$

где x_{y1} — расстояние от нагрузки до первого узла (минимума) стоячей волны; x_{n1} — расстояние от нагрузки до первой пучности (максимума) стоячей волны.

Для определения фазового угла обычно используют выражение (15.17), так как минимумы стоячей волны острее, чем максимумы, и значение x_{y1} можно измерить с большей точностью, чем x_{n1} .

Если невозможно непосредственно измерить x_{y1} или x_{n1} определяют *смещение узлов стоячей волны* при включении на выходе ИЛ сначала короткозамыкателя, а затем исследуемой нагрузки (рис. 15.8, а, б). Можно показать, что $x_{y1} = l_{см}$.

Отсчет смещения производят от любого узла короткозамкнутой линии до ближайшего узла нагруженной линии в направлении к генератору.

Таким образом, для определения модуля и фазового угла коэффициента отражения достаточно измерить КСВ, расстояние от нагрузки до первого узла стоячей волны (или смещение узлов стоячей волны) и длину волны в ИЛ. Определив эти величины, рассчитывают значения ρ_H и φ_H по формулам (15.16) и (15.17).

Измерение длины волны в ИЛ. Эту величину определяют по картине стоячих волн в измерительной линии. Расстояние между двумя соседними минимумами или максимумами всегда равно половине длины волны в линии. Практически измеряют расстояние между минимумами, так как они острее. Наиболее острыми получаются минимумы в короткозамкнутой или разомкнутой на конце ИЛ; эти режимы обеспечивают наибольшую точность измерений.

Если нагрузка измерительной линии задана, рекомендуется определять положение минимумов способом двойного отсчета (рис. 15.9). Очевидно, что длина волны в линии

$$\Lambda = x_2' + x_2'' - x_1' - x_1'' \quad (15.19)$$

Отсчетный уровень может быть любым, но точность измерений повышается, если он лежит в области перегиба кривой $u(x)$. При квадратичном детекторе это соответствует току

$$I_{\lambda} \approx I_{\text{д. мин.}} (1 + k_c^2) / 2 \quad (15.20)$$

В ряде случаев значение Λ можно определить расчетным путем. Для воздушных двухпроводных и коаксиальных линий оно равно длине волны в воздухе: $\Lambda = \lambda = c_0 / f$, где c_0 — скорость света; f — частота настройки генератора.

Для прямоугольного волновода с воздушным заполнением, работающего на основном типе колебаний H_{10} , длина волны в волноводе

$$\Lambda = \lambda / \sqrt{1 - [\lambda / (2a)]^2} \quad (15.21)$$

где a — ширина волновода. Отметим, что в этом случае $\Lambda > \lambda$.

Определение полного сопротивления нагрузки. Полное (комплексное) сопротивление нагрузки измерительной линии связано с коэффициентом отражения известным соотношением

$$\underline{Z}_H = z_c \frac{1 + \underline{\rho}_H}{1 - \underline{\rho}_H} \quad (15.22)$$

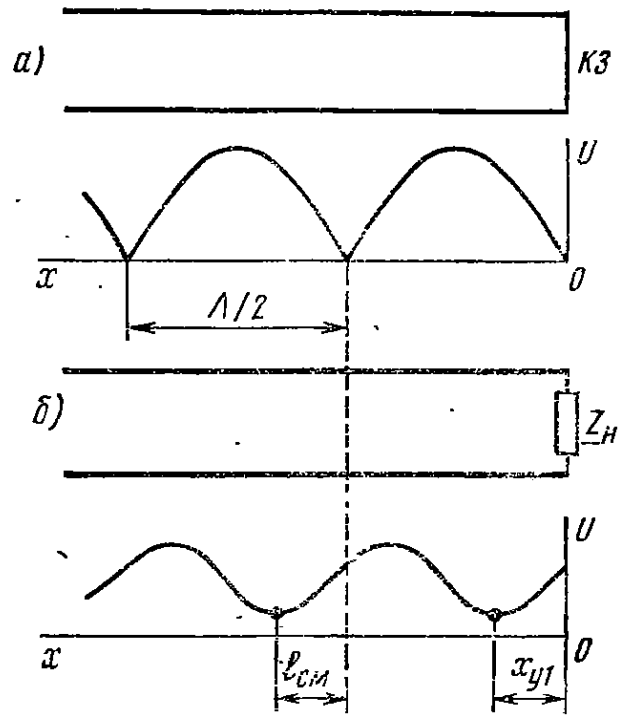


Рис. 15.8. Определение смещения узлов стоячей волны

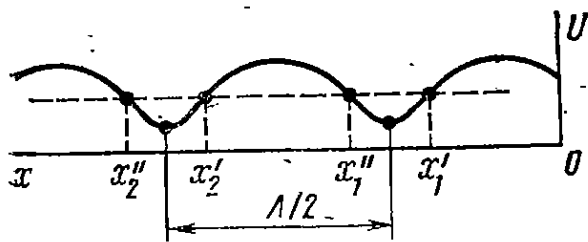


Рис. 15.9. Определение длины волны в ИЛ способом двойного отсчета

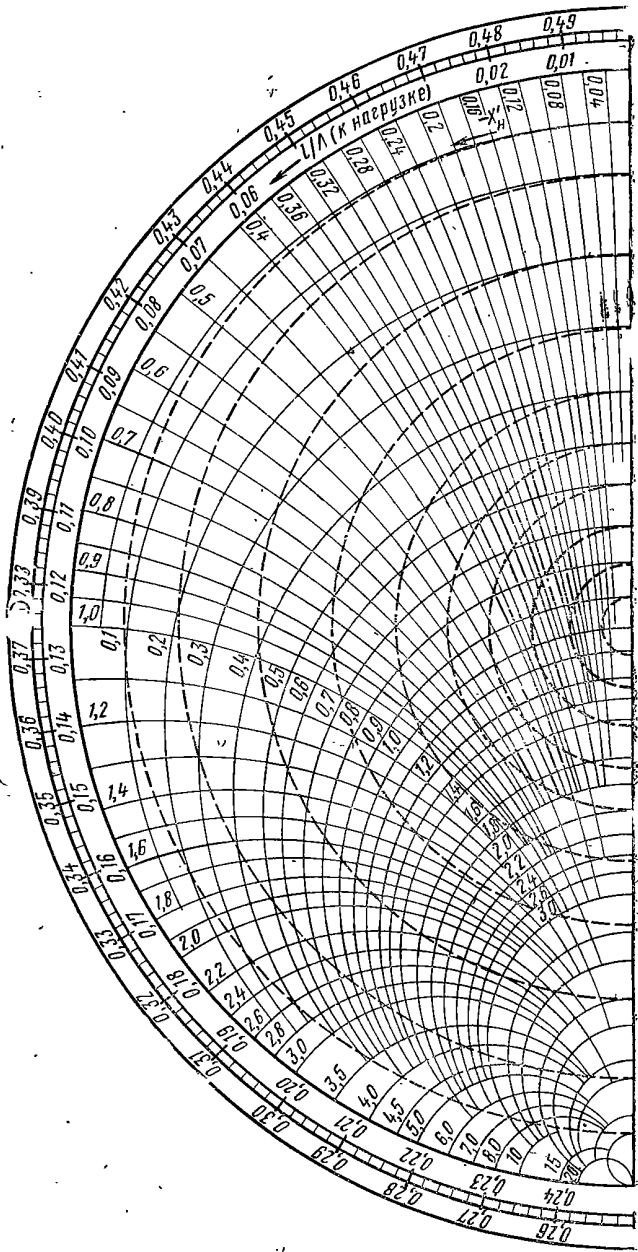
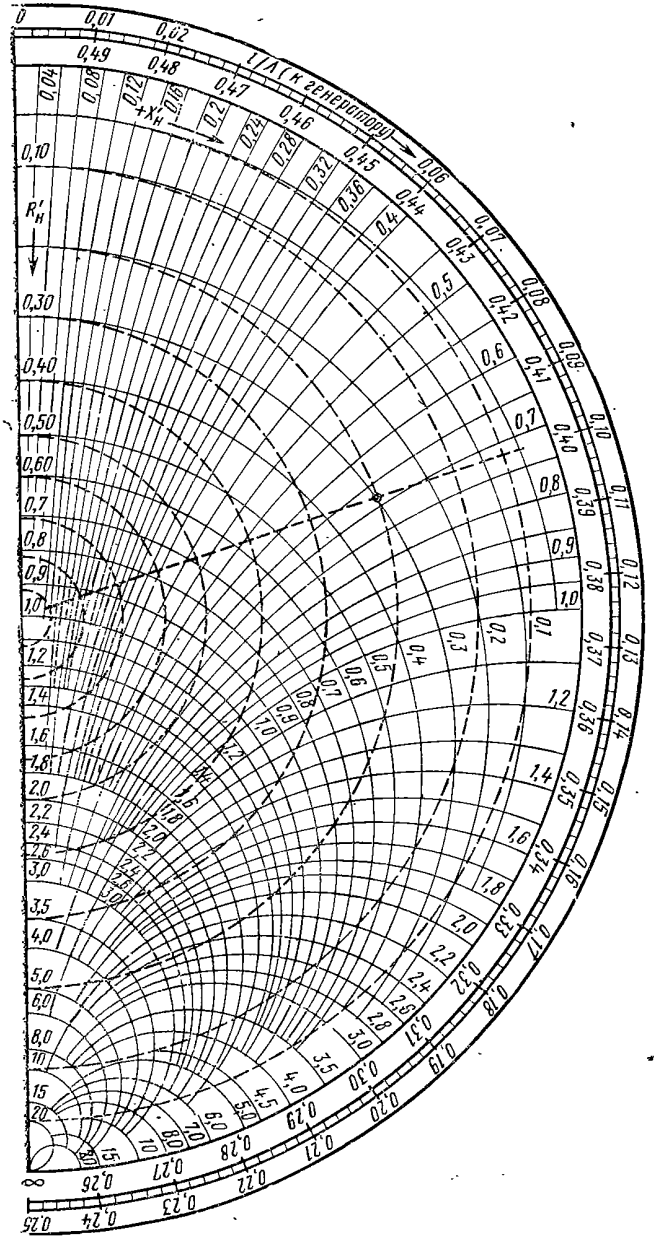


Рис. 15.10. Круговая диаграмма



волных сопротивлений

в котором z_c — волновое сопротивление ИЛ. Как правило, определяют нормированное сопротивление нагрузки:

$$\underline{Z}'_H = R'_H + jX'_H, \quad (15.23)$$

где $R'_H = R_H/z_c$ и $X'_H = X_H/z_c$ — нормированные активная и реактивная составляющие полного сопротивления. Используя формулы (15.14) и (15.16), получим выражения, связывающие R'_H и X'_H с КСВ в ИЛ и фазовым углом коэффициента отражения:

$$\left. \begin{aligned} R'_H &= \frac{2k_c}{k_c^2 + 1 - (k_c^2 - 1) \cos \varphi_H}, \\ X'_H &= \frac{(k_c - 1) \sin \varphi_H}{k_c^2 + 1 - (k_c^2 - 1) \cos \varphi_H}. \end{aligned} \right\} \quad (15.24)$$

Значения k_c и φ_H определяют описанными способами. Далее по формулам (15.24) вычисляют R'_H и X'_H . Требующихся при этом трудоемких расчетов можно избежать, используя круговые диаграммы. Наиболее распространена круговая диаграмма полных сопротивлений в полярной системе координат (рис. 15.10). Она позволяет определить активную и реактивную составляющие нормированного сопротивления нагрузки непосредственно по измеренным значениям k_c и l_{cm}/Λ .

На диаграмме нанесены два семейства ортогональных кривых, соответствующие постоянным значениям R'_H и X'_H . Кривые $R'_H = \text{const}$ представляют собой окружности с общей точкой при $R'_H \rightarrow \infty$, $X'_H \rightarrow \infty$. Значениям $X'_H = \text{const}$ соответствуют отрезки дуг, сходящиеся также в точке $R'_H \rightarrow \infty$, $X'_H \rightarrow \infty$. По периферии диаграммы отложены относительные расстояния l/Λ . Для отсчета значений КСВ на диаграмму наносят семейство концентрических окружностей $k_c = \text{const}$. Шкала k_c совпадает с нижней частью шкалы R'_H при $X'_H = 0$. (Напомним, что значения КСВ могут меняться от 1 до ∞ .) Удобно пользоваться диаграммой, укрепив в центре ее прозрачную вращающуюся линейку со шкалой КСВ или КБВ.

Методику определения полного сопротивления нагрузки с помощью круговой диаграммы поясним на примере. Пусть измерены значения $k_c = 5$, $l_{cm}/\Lambda = 0,1$. Установив вращающуюся линейку в положение $l/\Lambda = 0,1$ (рис. 15.10), находим на диаграмме точку, соответствующую $k_c = 5$, и определяем ее координаты R'_H и X'_H . Для рассматриваемого случая $R'_H \cong 0,30$ и $X'_H \cong 0,68$.

Круговая диаграмма полных сопротивлений позволяет наглядно и быстро решать многие задачи техники СВЧ. С помощью этой диаграммы определяют входную проводимость линии, нагруженной на заданное сопротивление, активную и реактивную составляющие нормированной проводимости нагрузки и другие величины. Диаграмму широко используют при решении задач согласования СВЧ-трактов.

§ 15.3. Измерение параметров рассеяния четырехполюсных СВЧ-устройств

Рассмотрим измерение параметров матрицы передачи СВЧ-четырёхполюсников.

Эквивалентные представления четырехполюсных СВЧ-устройств.

На сверхвысоких частотах наиболее просто могут быть измерены комплексные коэффициенты отражения и передачи. При этом удобно характеризовать исследуемый четырехполюсник волновыми матрицами рассеяния или передачи.

Для пассивного линейного четырехполюсника, включенного в СВЧ-тракт с волновым сопротивлением Z_c (рис. 15.11), имеют место соотношения

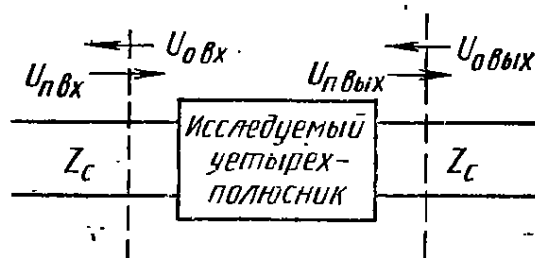


Рис. 15.11. Падающие и отраженные волны на входе и выходе четырехполюсника

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_{0\text{вх}} &= \underline{S}_{11}\underline{U}_{n\text{вх}} + \underline{S}_{12}\underline{U}_{0\text{вых}}, \\ \underline{U}_{n\text{вых}} &= \underline{S}_{21}\underline{U}_{n\text{вх}} + \underline{S}_{22}\underline{U}_{0\text{вых}}; \end{aligned} \right\} \quad (15.25)$$

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_{n\text{вх}} &= \underline{T}_{11}\underline{U}_{n\text{вых}} + \underline{T}_{12}\underline{U}_{0\text{вых}}, \\ \underline{U}_{0\text{вх}} &= \underline{T}_{21}\underline{U}_{n\text{вых}} + \underline{T}_{22}\underline{U}_{0\text{вых}}, \end{aligned} \right\} \quad (15.26)$$

в которых $\underline{U}_{n\text{вх}}$, $\underline{U}_{n\text{вых}}$, $\underline{U}_{0\text{вх}}$ и $\underline{U}_{0\text{вых}}$ — комплексные амплитуды падающих и отраженных волн напряжения (напряженности электрического поля) на входе и выходе четырехполюсника. Комплексные коэффициенты уравнений (15.25) и (15.26) можно записать в виде матриц:

$$[\underline{S}] = \begin{bmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} \end{bmatrix}; \quad [\underline{T}] = \begin{bmatrix} \underline{T}_{11} & \underline{T}_{12} \\ \underline{T}_{21} & \underline{T}_{22} \end{bmatrix}.$$

Матрицу $[\underline{S}]$ называют волновой матрицей рассеяния, а матрицу $[\underline{T}]$ — волновой матрицей передачи.

Из выражений (15.25) и (15.26) следует, что в общем случае четырехполюсник характеризуют четыре комплексных параметра. Однако для частных видов четырехполюсников число этих параметров может быть уменьшено путем учета связей между элементами матриц.

Рассмотрим связь между элементами волновой матрицы рассеяния, так как ее чаще всего используют для описания СВЧ-устройств.

Для взаимного (обратимого) четырехполюсника модуль и фазовый угол коэффициента передачи не зависят от того, какая из

двух пар его зажимов является входной, а какая — выходной. Из этого свойства вытекают равенства

$$S_{12} = S_{21}, \quad \arg S_{12} = \arg S_{21}. \quad (15.27)$$

На СВЧ широко применяют четырехполюсники с пренебрежимо малыми активными потерями (неоднородности в линиях и волноводах, согласующие устройства и т. д.). Такие четырехполюсники называют реактивными. Для взаимного реактивного четырехполюсника справедливы следующие соотношения:

$$\left. \begin{aligned} S_{11} = S_{22}, \quad S_{12} = S_{21} = \sqrt{1 - S_{11}^2}, \\ \arg S_{11} + \arg S_{22} = 2 \arg S_{12} + \pi. \end{aligned} \right\} \quad (15.28)$$

Если взаимный четырехполюсник имеет плоскость симметрии, его называют симметричным. В этом случае

$$\underline{S}_{11} = \underline{S}_{22}, \quad \underline{S}_{12} = \underline{S}_{21}. \quad (15.29)$$

Учет соотношений (15.27) — (15.29) существенно упрощает определение элементов волновой матрицы рассеяния для четырехполюсников частных видов.

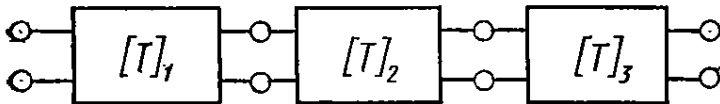


Рис. 15.12. Каскадное соединение четырехполюсников

Сложные СВЧ-устройства удобно рассматривать как каскадное соединение четырехполюсников

(рис. 15.12). Четырехполюсники при этом описывают волновыми матрицами передачи, так как матрица передачи каскадного соединения n четырехполюсников

$$[\underline{T}] = \prod_{i=1}^n [\underline{T}]_i. \quad (15.30)$$

Если известны элементы матрицы рассеяния, можно вычислить элементы матрицы передачи, применяя следующие формулы перехода:

$$\left. \begin{aligned} \underline{T}_{11} = 1/\underline{S}_{21}; \quad \underline{T}_{12} = -\underline{S}_{22}/\underline{S}_{21}; \\ \underline{T}_{21} = \underline{S}_{11}/\underline{S}_{21}; \quad \underline{T}_{22} = \underline{S}_{12} - (\underline{S}_{11}\underline{S}_{22})/\underline{S}_{21}. \end{aligned} \right\} \quad (15.31)$$

Используя соотношения (15.27) — (15.29), легко установить связь между элементами волновой матрицы передачи для частных видов четырехполюсников.

Измерение элементов матрицы рассеяния. Элементы волновой матрицы рассеяния имеют ясный физический смысл и могут быть измерены сравнительно простыми способами, в частности с помощью измерительной линии.

При работе СВЧ-четырёхполюсника на согласованную нагрузку отраженная волна на выходе его отсутствует и из соотношений (15.25) следует

$$\underline{S}_{11} = \underline{U}_{0\text{вх}} / \underline{U}_{\text{пвх}}, \quad \underline{S}_{21} = \underline{U}_{\text{пвых}} / \underline{U}_{\text{пвх}} \quad (15.32)$$

Элемент матрицы \underline{S}_{11} равен комплексному коэффициенту отражения от входа исследуемого четырехполюсника, а элемент \underline{S}_{21} — комплексному коэффициенту передачи четырехполюсника. В общем случае он учитывает как активные потери в четырехполюснике, так и потери на отражение.

Элементы \underline{S}_{22} и \underline{S}_{12} имеют аналогичный смысл, но соответствуют обратному включению четырехполюсника (при этом выход четырехполюсника соединяют с генератором, а на вход его включают согласованную нагрузку).

Из сказанного вытекает методика измерения элементов волновой матрицы рассеяния. Для определения элемента \underline{S}_{11} необходимо измерить модуль и фазу коэффициента отражения от входа исследуемого четырехполюсника при включении на выходе его согласованной нагрузки:

$$\underline{S}_{11} = \rho_{\text{вх}} e^{j\varphi_{\text{вх}}} \quad (15.33)$$

Элемент \underline{S}_{22} определяют аналогичным образом, но при обратном включении четырехполюсника:

$$\underline{S}_{22} = \rho_{\text{вых}} e^{j\varphi_{\text{вых}}} \quad (15.34)$$

Для определения элементов \underline{S}_{21} и \underline{S}_{12} нужно измерить комплексные коэффициенты передачи четырехполюсника при прямом и обратном включениях.

Для взаимного четырехполюсника в соответствии с формулами (15.27)

$$\underline{S}_{12} = \underline{S}_{21} = K_{\text{пер}} e^{j\varphi_{\text{пер}}} \quad (15.35)$$

Модуль и фазу коэффициента передачи взаимного реактивного четырехполюсника однозначно определяют коэффициенты отражения $\rho_{\text{вх}}$ и $\rho_{\text{вых}}$. Из соотношений (15.28) следует

$$\left. \begin{aligned} K_{\text{пер}} &= \sqrt{1 - \rho_{\text{вх}}^2}, \\ \varphi_{\text{пер}} &= \frac{1}{2} (\varphi_{\text{вх}} + \varphi_{\text{вых}} - \pi). \end{aligned} \right\} \quad (15.36)$$

Структурная схема установки для измерения параметров взаимных реактивных четырехполюсников приведена на рис. 15.13. Коэффициент $\rho_{\text{вх}}$ определяют при прямом, а коэффициент $\rho_{\text{вых}}$ — при обратном включении четырехполюсника. Модули и фазы коэффициентов отражения рассчитывают по измеренным значениям КСВ в измерительной линии и смещениям узлов стоячей волны.

При определении элементов матрицы рассеяния особое внимание следует обращать на качество согласования выхода исследуемого четырехполюсника. Измеренный коэффициент отражения ра-

вен соответствующему элементу матрицы рассеяния только при включении на выходе четырехполюсника идеально согласованной нагрузки. При неидеальном согласовании коэффициент отражения

$$\underline{\rho}'_{\text{вх}} = \underline{S}_{11} + \frac{\underline{S}_{12}^2 \underline{\rho}_\text{н}}{1 - \underline{S}_{22} \underline{\rho}_\text{н}}, \quad (15.37)$$

где $\underline{\rho}_\text{н}$ — коэффициент отражения от нагрузки. Формула (15.37) следует из выражений (15.25).

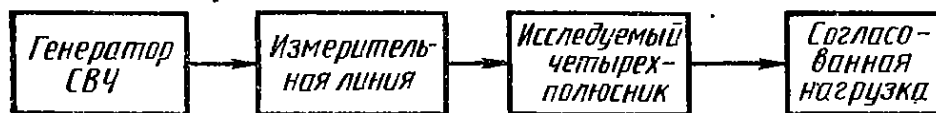


Рис. 15.13. Структурная схема установки для измерения параметров взаимных реактивных четырехполюсников

Модуль коэффициента отражения $\underline{\rho}_\text{н}$ можно определить по измеренному значению КСВ:

$$\rho_\text{н} = (k_\text{св} - 1) / (k_\text{св} + 1). \quad (15.38)$$

Практически КСВ тщательно выполненных согласованных нагрузок составляет 1,02—1,05. Это приводит к погрешностям при измерении элементов матрицы рассеяния. Поэтому описанный способ применяют лишь при достаточно большом коэффициенте отражения от исследуемого устройства ($\rho_\text{вх} > 0,1$).

Измерение параметров рассеяния реактивных четырехполюсников по сдвигу минимума. Этот способ применяют для измерения параметров малых неоднородностей в СВЧ-трактах, например, изолирующих шайб, переходов, изгибов и др.

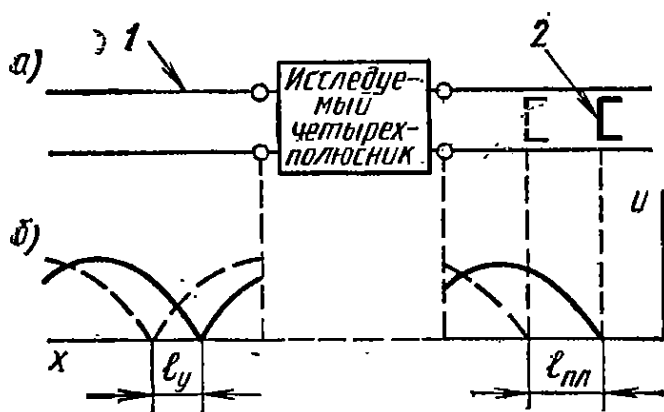


Рис. 15.14. Измерение параметров рассеяния четырехполюсников по сдвигу минимума:

a — схема включения четырехполюсника: 1 — измерительная линия; 2 — короткозамыкающий плунжер; *б* — распределение напряжения в СВЧ-тракте

Если коэффициент отражения от исследуемой неоднородности мал, измерение элементов матрицы рассеяния рассмотренным ранее способом приводит к большим погрешностям. Способ сдвига минимума и в этом случае обеспечивает высокую точность измерений. Сущность его поясняет рис. 15.14, *a*, *б*.

Исследуемый четырехполюсник включают между измерительной линией и отрезком СВЧ-тракта с подвижным короткозамыкающим плунжером. В отрезках линий на входе и выходе четырехполюсника образуются стоячие волны с резко выраженными минимумами. Длина волны в этих линиях должна быть одинаковой: $\Lambda_1 = \Lambda_2 = \Lambda$.

Если исследуемый четырехполюсник не вносит дополнительных отражений в СВЧ-тракт при сдвиге плунжера на расстояние $l_{пл}$ (отсчитываемое от произвольной плоскости на выходе четырехполюсника), то на такое же расстояние сместится узел стоячей волны в измерительной линии. Если же исследуемый четырехполюсник содержит неоднородность, то при перемещении плунжера имеют место

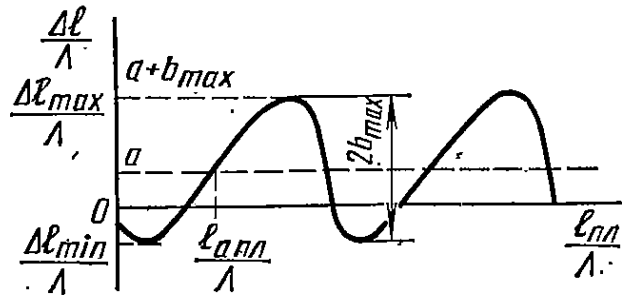


Рис. 15.15. Кривая сдвига минимума

циклические изменения значения l_y , связанные с модулем и фазой коэффициента отражения от неоднородности (рис. 15.14, б).

При измерении параметров четырехполюсника способом сдвига минимума необходимо снять экспериментальную зависимость

$$\Delta l/\Lambda = (l_y - l_{пл})/\Lambda = F(l_{пл}/\Lambda) \quad (15.39)$$

и построить кривую сдвига минимума (рис. 15.15). Удобно представить эту зависимость в виде

$$F(l_{пл}/\Lambda) = a + b(l_{пл}/\Lambda), \quad (15.40)$$

где a и b — постоянная и переменная составляющие кривой сдвига минимума.

Максимальные значения b связаны простым соотношением с модулем элемента матрицы S_{11} :

$$S_{11} = \sin 2\pi b_{\max}. \quad (15.41)$$

Для взаимного реактивного четырехполюсника в соответствии с (15.28)

$$S_{22} = S_{11}, \quad S_{12} = S_{21},$$

причем

$$S_{12} = \sqrt{1 - S_{11}^2} = \cos 2\pi b_{\max}. \quad (15.42)$$

Из формулы (15.41) вытекает следующее полезное соотношение:

$$k_{с.вх} = \frac{1 + \sin 2\pi b_{\max}}{1 - \sin 2\pi b_{\max}}, \quad (15.43)$$

где $k_{с.вх}$ — коэффициент стоячей волны на входе исследуемого четырехполюсника при работе его на согласованную нагрузку.

Из кривой сдвига минимума можно определить также фазовые углы элементов матрицы рассеяния.

Фазовый угол коэффициента передачи

$$\varphi_{\text{пер}} = -2\pi a - n\pi, \quad (15.44)$$

где a — постоянная составляющая кривой сдвига минимума. Фазовый угол $\varphi_{\text{вых}}$ связан с положением нулевых точек переменной составляющей кривой сдвига минимума

$$\varphi_{\text{вых}} = 4\pi \frac{l_{\text{а.пл.}}}{\Lambda} - n\pi. \quad (15.45)$$

Технику получения необходимых данных из экспериментальной кривой поясняет рис. 15.15.

Определив значения $\varphi_{\text{пер}}$ и $\varphi_{\text{вых}}$, вычисляют фазовый угол $\varphi_{\text{вх}}$. Из соотношений (15.28) следует

$$\varphi_{\text{вх}} = 2\varphi_{\text{пер}} - \varphi_{\text{вых}} + \pi$$

или

$$\varphi_{\text{вх}} = -4\pi (a + l_{\text{а.пл.}}/\Lambda) + \pi - n\pi. \quad (15.46)$$

Имеющаяся в выражениях (15.44) — (15.46) неоднозначность на $n\pi$ связана с неопределенностью электрического расстояния между плоскостями, от которых отсчитывают значения $l_{\text{пл}}$ и $l_{\text{у}}$. Если число полуволн n , укладываемых между этими плоскостями, известно, неоднозначность при определении фазовых углов устраняется.

§ 15.4. Измерение ослабления четырехполюсных СВЧ-устройств

Коэффициентом ослабления (ослаблением) СВЧ-четырёхполюсника называют величину

$$A = P_{\text{п.вх}}/P_{\text{п.вых}}, \quad (15.47)$$

где $P_{\text{п.вх}}$ и $P_{\text{п.вых}}$ — мощности падающей волны на входе и выходе четырехполюсника. Как правило, ослабление выражают в децибелах. При этом

$$A = 10 \lg \frac{P_{\text{п.вх}}}{P_{\text{п.вых}}}. \quad (15.48)$$

Для СВЧ-устройств проходного типа ослабление является основной характеристикой.

Отметим, что определяемый формулами (15.47) и (15.48) коэффициент ослабления учитывает потери мощности за счет отражения от исследуемого четырехполюсника и вследствие активных потерь в нем.

Измерение ослабления неотражающих четырехполюсников. На практике широко применяют неотражающие СВЧ-устройства, активными потерями в которых пренебрегать нельзя (коаксиальные кабели, поглощающие аттенюаторы и др.). Ослабление таких уст-

ройств можно измерить на установке, структурная схема которой приведена на рис. 15.16, а.

Исследуемый четырехполюсник включают в однородный ему СВЧ-тракт. Собственный коэффициент отражения от входа четырехполюсника должен быть близок к нулю. Для рассматриваемого способа измерения это условие имеет принципиальное значение. Проверить его можно путем измерения КСВ на входе четырехполюсника при включении на выходе его согласованной нагрузки.

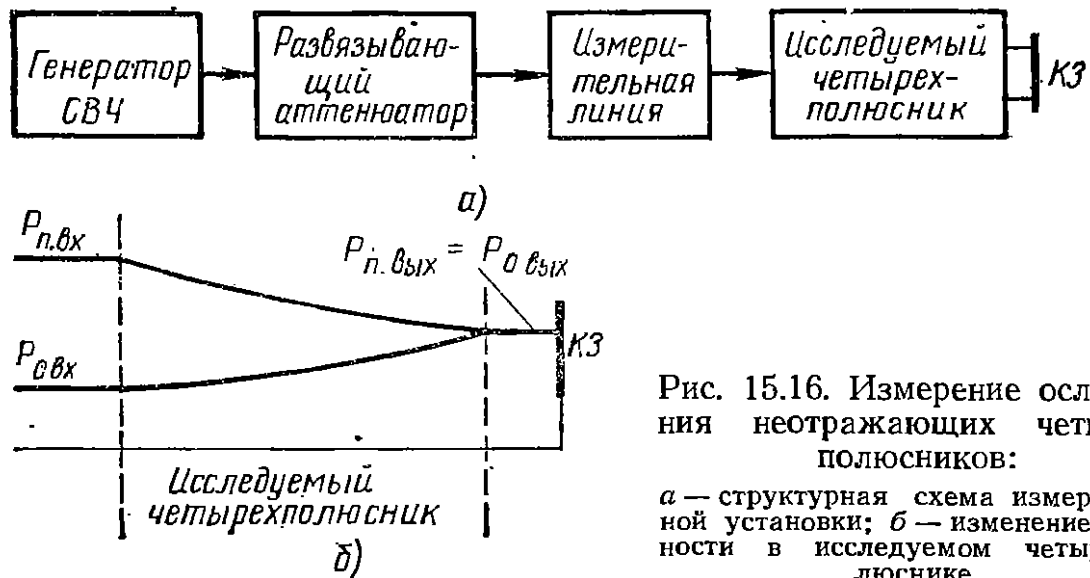


Рис. 15.16. Измерение ослабления неотражающих четырехполюсников:

а — структурная схема измерительной установки; б — изменение мощности в исследуемом четырехполюснике

Если коэффициент отражения от входа четырехполюсника и активные потери в короткозамыкателе (КЗ) пренебрежимо малы, изменение мощности связано лишь с поглощением ее в исследуемом устройстве. Обозначим мощность падающей волны на входе четырехполюсника $P_{п.вх}$, а на выходе — $P_{п.вых}$ (рис. 15.16, б). Мощность $P_{п.вых}$ отражается от короткозамыкателя и снова проходит через исследуемое устройство, уменьшаясь до величины $P_{овх}$. Для взаимного четырехполюсника

$$P_{п.вх}/P_{п.вых} = P_{о.вых}/P_{овх}$$

и, следовательно,

$$P_{п.вх}/P_{овх} = A^2. \quad (15.49)$$

Отношение мощностей $P_{п.вх}$ и $P_{овх}$ определяет модуль коэффициента отражения на входе четырехполюсника

$$\rho_{вх} = \sqrt{P_{овх}/P_{п.вх}}. \quad (15.50)$$

Для определения $\rho_{вх}$ достаточно измерить КСВ в измерительной линии. Из выражений (15.49) и (15.50) с учетом (15.16), получаем

$$A = (k_{с.вх} + 1)/(k_{с.вх} - 1). \quad (15.51)$$

Таким образом, задача сводится к измерению КСВ на входе исследуемого четырехполюсника с помощью измерительной линии.

Соотношение (15.51) получено в предположении, что коэффициент отражения от короткозамыкателя равен -1 . Это имеет место при КСВ короткозамыкателя более 500. Однако КСВ реальных короткозамыкателей составляет всего 80—100. В соотношении (15.51) при этом следует ввести поправку, учитывающую неполное отражение мощности от короткозамыкателя. Формула для расчета ослабления четырехполюсника принимает вид

$$A = \frac{(k_{с.вх} + 1)(k_{с.к} - 1)}{(k_{с.вх} - 1)(k_{с.к} + 1)}, \quad (15.52)$$

где $k_{с.к}$ — КСВ короткозамыкателя.

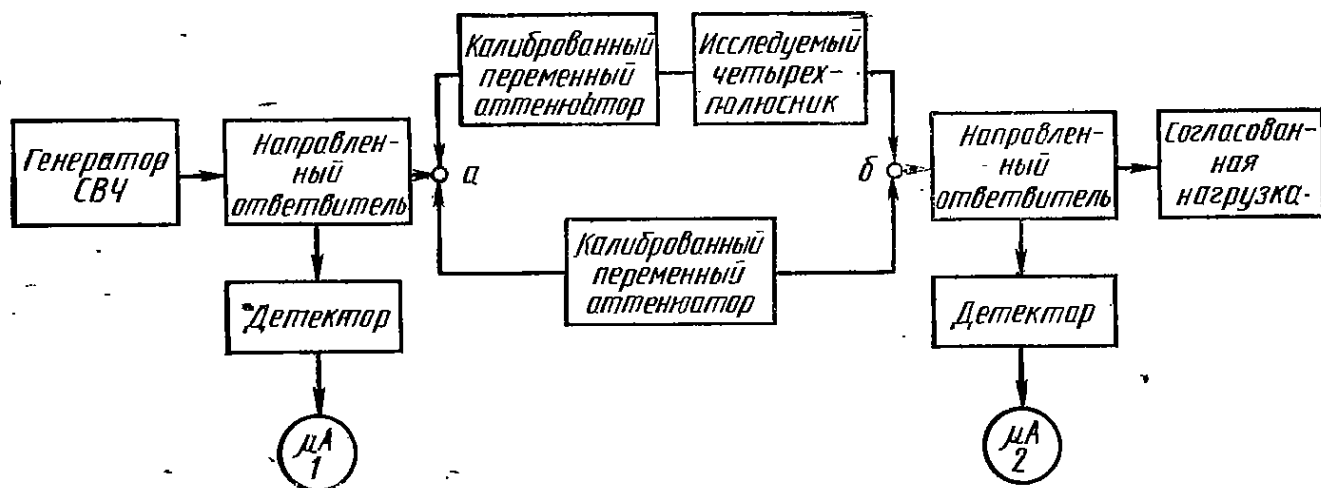


Рис. 15.17. Структурная схема установки для измерения ослабления методом замещения

Измерение ослабления методом замещения. Метод замещения широко используют при измерении параметров СВЧ-устройств. Рассмотрим одну из возможных реализаций его, предназначенную для измерения ослабления СВЧ-четырёхполюсников, как неотражающих, так и с большим коэффициентом отражения от входа.

Структурная схема измерительной установки приведена на рис. 15.17. Колебания СВЧ-генератора подают на направленный ответвитель, который совместно с детектором и микроамперметром 1 позволяет контролировать мощность падающей волны в точке a схемы. Далее СВЧ-колебания проходят через калибровочный переменный аттенюатор и исследуемый четырехполюсник (или только через калиброванный аттенюатор) и поступают на второй направленный ответвитель, детектор и микроамперметр 2, который контролирует мощность падающей волны в точке b схемы. Сначала между точками a и b включают калиброванный переменный аттенюатор и исследуемый четырехполюсник. С помощью аттенюатора устанавливают удобное для отсчета значение тока микроамперметра 2. При этом в СВЧ-тракт вносится ослабление (в децибелах) $A_1 + A_x$, где A_1 — ослабление, отсчитанное по шкале аттенюатора; A_x — ослабление исследуемого четырехполюсника.

Затем между точками *a* и *б* включают калиброванный переменный аттенюатор. Увеличивая его ослабление до значения A_2 , добиваются прежнего показания микроамперметра 2. Очевидно, что ослабление исследуемого четырехполюсника

$$A_x = A_2 - A_1. \quad (15.53)$$

В процессе измерений уровень падающей мощности в точке *a* (ток микроамперметра *I*) должен поддерживаться постоянным. Если нужно измерить ослабление четырехполюсника на разных частотах, описанную процедуру повторяют для каждого значения частоты. Погрешность измерения ослабления методом замещения определяется в основном погрешностью градуировки переменного аттенюатора.

§ 15.5. Автоматизация измерений на СВЧ

Рассмотрим основные пути решения задачи автоматизации измерений на СВЧ и некоторые способы их реализации.

Основные направления автоматизации СВЧ-измерений. Измерения в диапазоне СВЧ трудоемки и занимают много времени. Автоматизация позволяет значительно уменьшить время измерений, что имеет большое значение для производства. Автоматизированные приборы сокращают процесс разработки СВЧ устройств и дают возможность непрерывного контроля для получения заданных характеристик проектируемого узла (например, при согласовании антенн, настройке фильтров и т. д.).

Автоматизация процесса измерений приводит в ряде случаев к снижению точности. Поэтому в приборах для исследования в широком диапазоне частот (панорамные измерители) предусматривают возможность работы на фиксированной частоте. Это позволяет уточнить результаты измерений в характерных частотных точках путем применения более точных методов.

Возможность панорамного исследования частотных характеристик СВЧ-устройств во многом определяется параметрами генератора качающейся частоты (ГКЧ), входящего в каждый прибор. Спецификой ГКЧ диапазона СВЧ является требование постоянства генерируемой мощности в полосе качания. Реализация этого требования приводит к особым конструктивным решениям. Наиболее широко используют ГКЧ с лампами обратной волны (ЛОВ), допускающими электрическое управление частотой и мощностью генерируемых колебаний. В низкочастотной части СВЧ-диапазона могут быть использованы более простые конструкции с нелинейной индуктивностью или с варикапами. В обоих случаях стабилизацию выходной мощности осуществляют введением автоматической регуляции мощности (АРМ). Сигнал с датчика АРМ, пропорциональный генерируемой мощности, после усиления подают на ГКЧ, меняя его режим так, чтобы обеспечить постоянство генерируемой мощности в диапазоне качания частоты. Изменение режима ГКЧ является нежелательным из-за возможности генерации на побочных

частотах. Поэтому в современных приборах для управления выходной мощностью используют широкополосные аттенюаторы с электрическим управлением (ферритовые или полупроводниковые). Согласование выхода генератора обычно осуществляют включением

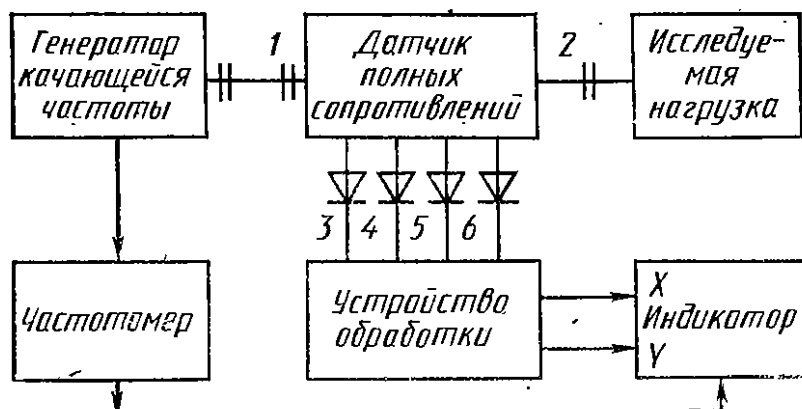


Рис. 15.18. Схема измерений с применением двенадцатиполусного датчика полных сопротивлений

ферритового развязывающего вентиля. Для увеличения точности измерений в ГКЧ предусматривают амплитудную модуляцию генерируемого сигнала, что позволяет производить усиление измеряемых сигналов на промежуточной частоте (обычно 100 КГц). В состав ГКЧ входит резонансный частотомер, позволяющий получить на экране электронно-лучевого индикатора частотную метку.

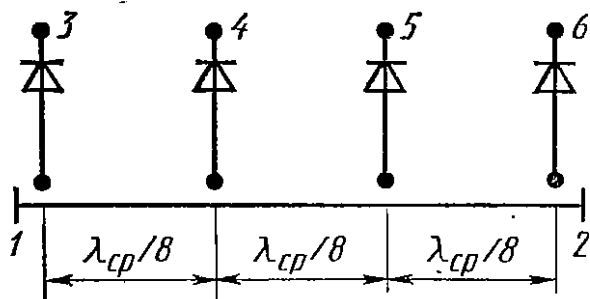


Рис. 15.19. Четырехзондовый датчик полных сопротивлений

В настоящее время автоматизированные панорамные приборы используют в трех основных направлениях: 1) измерение полного сопротивления нагрузки; 2) измерение S -параметров четырехполюсников и многополюсников СВЧ; 3) измерение КСВ и ослабления. Эти измерения могут производиться в широком диапазоне частот с выводом результатов на электронно-лучевой индикатор и устройство обработки (ЭВМ).

При построении автоматизированных приборов наиболее распространены следующие методы измерения: 1) метод двенадцатиполусника — измерители с датчиками полных сопротивлений; 2) преобразования (смещения) частоты — перенос измерений из диапазона СВЧ в низкочастотную область; 3) сравнения амплитуд падающей и отраженной (проходящей) волн — по этому принципу построены приборы, в которых разделение волн производится направленными ответвителями.

Способ двенадцатиполусника. Данный способ позволяет определить модуль и фазу коэффициента отражения, полное сопротивление

При построении автоматизированных приборов наиболее распространены следующие методы измерения: 1) метод двенадцатиполусника — измерители с датчиками полных сопротивлений; 2) преобразования (смещения) частоты — перенос измерений из диапазона СВЧ в низкочастотную область; 3) сравнения амплитуд падающей и отраженной (проходящей) волн — по этому принципу построены приборы, в которых разделение волн производится направленными ответвителями.

Способ двенадцатиполусника. Данный способ позволяет определить модуль и фазу коэффициента отражения, полное сопротивление

ние нагрузки, а также S -параметры узлов СВЧ. Обобщенная структурная схема прибора представлена на рис. 15.18. Основным элементом его является СВЧ-двенадцатиполюсник, часто называемый датчиком полных сопротивлений. Плечи 1 и 2 датчика включаются в СВЧ-тракт, остальные четыре плеча (3—6) нагружены на квадратичные детекторы. Сигналы с детекторов, пропорциональные мощностям в плечах 3—6, подаются на устройство обработки, а затем на осциллографический индикатор.

Наиболее простая конструкция датчика полных сопротивлений представляет собой четыре зонда (рис. 15.19), измеряющих напряженность поля в точках линии передачи, которые отстоят друг от друга на величину $\lambda_{\text{ср}}/8$ ($\lambda_{\text{ср}}$ — длина волны в линии на средней частоте рабочего диапазона прибора). При отсутствии отражений от нагрузки напряжения, наведенные на зондах, равны по амплитуде и сдвинуты по фазе друг относительно друга на $\pi/4$. При подключении к плечу 2 нагрузки с коэффициентом отражения $\rho = |\rho|e^{i\varphi}$ напряжения на зондах характеризуются следующими выражениями:

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_3 &= k \underline{U}_n e^{-i \frac{3\pi}{4}} (\rho - i), \\ \underline{U}_4 &= k \underline{U}_n e^{-i \frac{\pi}{2}} (\rho - 1), \\ \underline{U}_5 &= k \underline{U}_n e^{-i \frac{\pi}{4}} (\rho + i), \\ \underline{U}_6 &= k \underline{U}_n (\rho + 1), \end{aligned} \right\} \quad (15.54)$$

где k — коэффициент пропорциональности, зависящий от конструкции зондов.

Постоянная составляющая на выходах квадратичных детекторов определяется выражениями:

$$\left. \begin{aligned} U_{л3} &= k \frac{|U_n|^2}{2} |\rho - i|^2, \\ U_{л4} &= k \frac{|U_n|^2}{2} |\rho - 1|^2, \\ U_{л5} &= k \frac{|U_n|^2}{2} |\rho + i|^2, \\ U_{л6} &= k \frac{|U_n|^2}{2} |\rho + 1|^2. \end{aligned} \right\} \quad (15.55)$$

Эти напряжения подаются на устройство обработки, где попарно вычитаются и усиливаются; результат преобразования поступает в каналы x и y осциллографического индикатора:

$$\left. \begin{aligned} U_x &= k_x (U_{л6} - U_{л4}) = 4k_x |\rho| \cos \varphi, \\ U_y &= k_y (U_{л5} - U_{л3}) = 4k_y |\rho| \sin \varphi. \end{aligned} \right\} \quad (15.56)$$

В результате отклонение светящейся точки на экране от его центра пропорционально модулю коэффициента отражения, угол отклонения соответствует фазе коэффициента отражения. Экран трубки представляет собой плоскость коэффициента отражения. Если на экран наложить прозрачную шкалу с диаграммой полных сопротивлений, то по положению светящейся точки можно непосредственно определить величины $|\rho|$ и φ , а также вещественную и мнимую части полного сопротивления нагрузки.

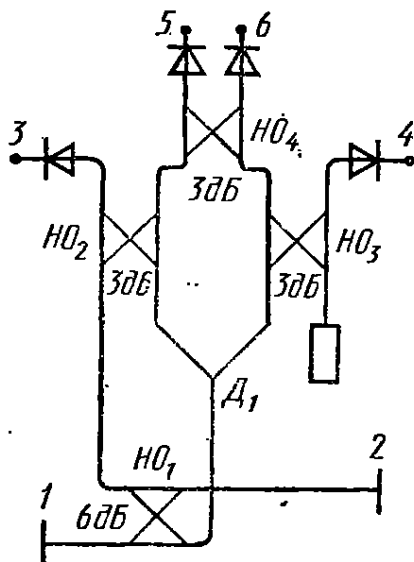


Рис. 15.20. Измерительный двенадцатиполусник

При качании частоты колебаний генератора светящаяся точка описывает кривую, соответствующую изменению $|\rho|$ и φ в диапазоне частот. Однако при отклонении частоты от среднего значения изменяются фазовые сдвиги между зондами, что приводит к погрешностям измерений. Поэтому датчик с четырьмя зондами обеспечивает требуемую точность измерений только в узком диапазоне частот — до 10%.

Для панорамных измерений в широком диапазоне частот используются более сложные двенадцатиполусники. Один из возможных вариантов приведен на рис. 15.20. Он включает в себя делитель мощности D_1 , направленный ответвитель HO_1 с переходным затуханием 6 дБ и квадратурные направленные ответвители $HO_2—HO_4$ с переходным затуханием 3 дБ. Особенностью квадратурного направленного ответвителя является 90-градусный фазовый сдвиг сигнала в дополнительном плече. Анализ схемы показывает, что амплитуды волн в плечах 3—6 связаны с амплитудой волны, падающей на нагрузку плеча 2, следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_3 &= \frac{\sqrt{6}}{4} \underline{U}_n (\rho - i\sqrt{2}), \\ \underline{U}_4 &= -i \frac{\sqrt{3}}{2} \underline{U}_n, \\ \underline{U}_5 &= -i \frac{\sqrt{3}}{4} \underline{U}_n (\rho + \sqrt{2}(1+i)), \\ \underline{U}_6 &= -i \frac{\sqrt{3}}{4} \underline{U}_n (\rho - \sqrt{2}(1-i)). \end{aligned} \right\} (15.57)$$

С выходов квадратичных детекторов сигналы поступают на устройство обработки, где вырабатываются напряжения, подаваемые на осциллографический индикатор:

$$U_x = k_x \frac{U_{д5} + U_{д6} - U_{д3} - U_{д4}}{2U_{д4}} = \sqrt{2} |\rho| \cos \varphi,$$

$$U_y = k_y \frac{U_{д5} - U_{д6}}{U_{д4}} = \sqrt{2} |\rho| \sin \varphi. \quad (15.58)$$

Таким образом, положение светящейся точки на экране соответствует значению коэффициента отражения нагрузки в полярной системе координат.

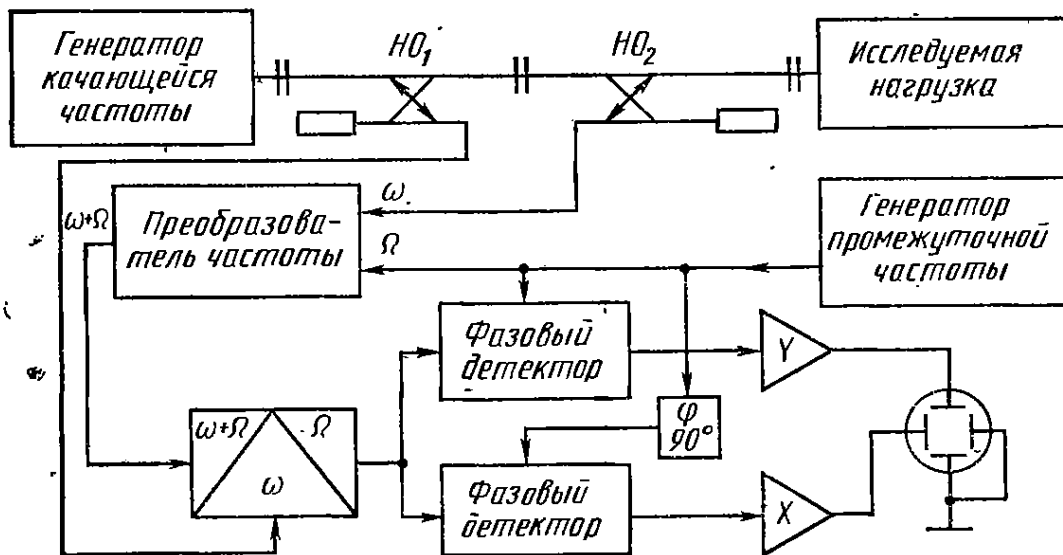


Рис. 15.21. Структурная схема автоматического прибора с преобразованием частоты

Рабочий диапазон частот такого датчика зависит только от широкополосности направленных ответвителей и делителя. Современная микрополосковая технология позволяет реализовать эти элементы с рабочими полосами, составляющими несколько гигагерц при малых габаритах и потерях. Использование двух датчиков позволяет измерять S -параметры четырехполюсников и многополюсников СВЧ.

Способ преобразования частоты. Высокую точность измерения комплексных коэффициентов отражения и передачи в широком диапазоне частот можно получить с помощью способа, основанного на переносе измерений из диапазона СВЧ в диапазон более низких частот (измерения на промежуточной частоте). Возможны несколько реализаций способа. Структурная схема прибора при одной из реализаций показана на рис. 15.21. Выделение сигналов падающей и отраженной волн производят направленными ответвителями. Сигнал отраженной волны поступает на преобразователь, сдвигающий частоту колебаний на промежуточную частоту Ω без нарушения амплитудных и фазовых соотношений. На смеситель подают два сигнала, пропорциональные амплитудам волн: падающей $u_{п}(t) = U_{п} \sin \omega t$ и отраженной $u_{о}(t) = u_{п} |\rho| \sin [(\omega + \Omega)t + \varphi]$. Огибающую

суммы двух колебаний определяют из векторной диаграммы (рис. 15.22):

$$U_m = U_n \sqrt{1 + |\rho|^2 + 2|\rho| \cos(\Omega t + \varphi)}. \quad (15.59)$$

Напряжение с выхода квадратичного смесителя пропускают через фильтр, выделяющий составляющую частоты Ω :

$$U_{\text{вых}} = k |\rho| \cos(\Omega t + \varphi), \quad (15.60)$$

где k — постоянный множитель.

Это напряжение усиливают и разделяют на две перпендикулярные составляющие с помощью фазовых детекторов. В качестве опорного напряжения используют напряжение частоты Ω от генератора, управляющего преобразователем частоты. На выходах фазовых детекторов получают сигналы вида $U_{\text{д1}} = |\rho| \cos \varphi$; $U_{\text{д2}} = |\rho| \sin \varphi$, которые подают на отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки. Радиус отклонения луча от центра трубки пропорционален модулю коэффициента отражения, угол отклонения от вертикали — фазе.

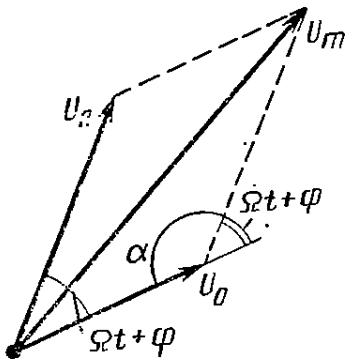


Рис. 15.22. Векторная диаграмма сложения сигналов падающей и отраженной волн

Наиболее сложной частью прибора является преобразователь частоты. В нем используют принцип линейной фазовой модуляции. Известно, что изменение фазы во

времени эквивалентно смещению частоты колебаний. Действительно, если $u(t) = U_m \cos(\omega t + \varphi(t))$ и $\varphi(t) = \pm \alpha t$, то $u(t) = U_m \cos[(\omega \pm \alpha)t]$. Здесь α — скорость изменения фазы, равная величине смещения частоты. Линейное изменение фазы может быть реализовано прецизионным механическим фазовращателем, основанным на эффекте сдвига фазы в круглом волноводе с круговой поляризацией поля. Вращая волновод, можно получить линейно нарастающий сдвиг фазы, что эквивалентно смещению частоты выходного сигнала. Значительное смещение частоты реализуется только для волноводов малого сечения; применение такого устройства для волноводов больших сечений нецелесообразно из-за значительного увеличения веса и габаритов фазовращателя. Для коаксиальных трактов такие устройства отсутствуют.

Более перспективным является применение электрически управляемых фазовращателей (ферритовых или полупроводниковых). Однако существующие конструкции таких фазовращателей недостаточно широкополосны. Тем не менее свойственные немеханическим фазовращателям преимущества (малые габариты, бесшумность, более высокая промежуточная частота) стимулируют работы по улучшению их свойств.

Другой реализацией способа преобразования частоты является использование ГКЧ, вырабатывающего две частоты, смещенные друг относительно друга на величину промежуточной частоты по

всей полосе качания. Рассмотрим упрощенную структурную схему измерителя комплексных коэффициентов передачи, использующего данный способ (рис. 15.23). Для получения сигнала частоты, сдвинутой относительно основной на величину промежуточной частоты F , равной 100 кГц, используют дополнительный гетеродин. Точность поддержания разности частот обеспечивается схемой автоматической подстройки частоты (АПЧ). Опорным сигналом для АПЧ является генератор промежуточной частоты, стабилизированный

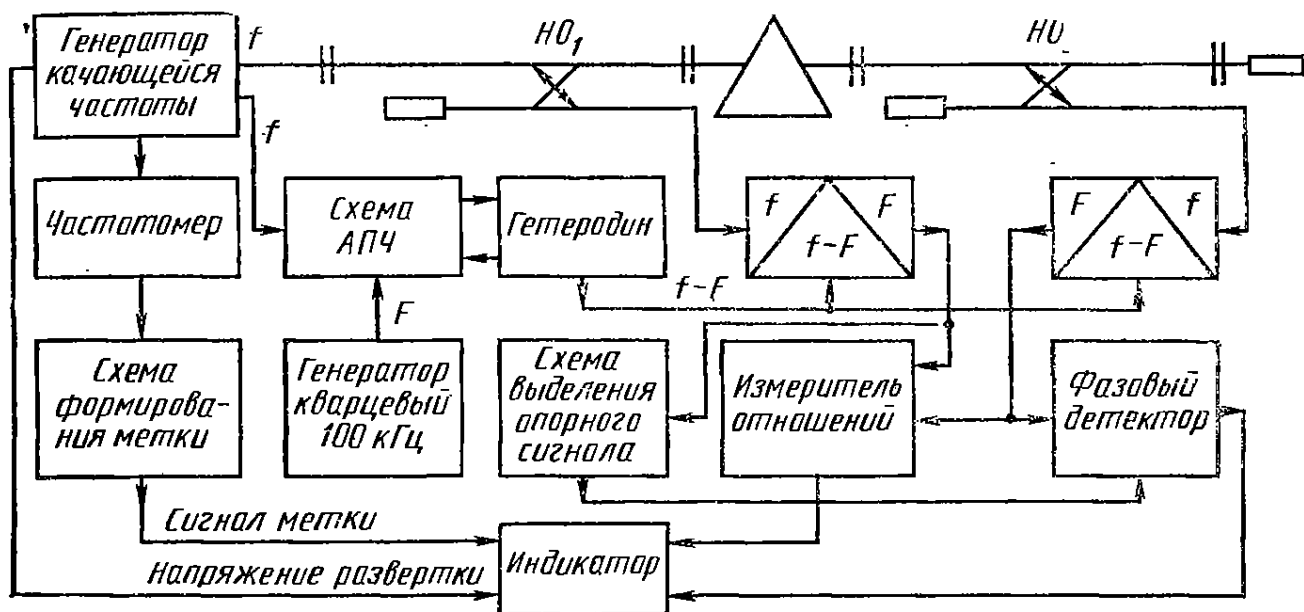


Рис. 15.23. Структурная схема измерителя комплексных коэффициентов передачи

ный кварцем. Сигнал с частотой f от основного генератора поступает в линию передачи, в которую включен исследуемый элемент. Выделение сигналов падающей и проходящей волн осуществляется направленными ответвителями, откуда сигналы поступают на смесители, на которые подают также сигнал частоты $f-F$ от гетеродина. На выходе смесителей выделяются сигналы промежуточной частоты, несущие информацию о падающей и проходящей волнах. После усиления они поступают на схему измерителя отношений, где определяется модуль коэффициента передачи исследуемого устройства. Фазу коэффициента передачи измеряют с помощью фазового детектора, опорное напряжение для которого выделяют из сигнала падающей волны. Полученные сигналы поступают на многофункциональный индикаторный блок, позволяющий получить на экране электронно-лучевой трубки частотные зависимости модуля и фазы коэффициента передачи и провести отсчет значений измеряемых величин. Предусмотрена возможность наблюдения АЧХ в логарифмическом масштабе.

Измерение частоты производится резонансным частотомером, встроенным в ГКЧ. Момент совпадения частот ГКЧ и частотомера фиксируется на экране специальной меткой. В приборе предусмотрен автоматический режим качания частоты с широкими пределами регулирования диапазона, а также режим ручной перестройки.

Большие удобства дает режим «остановки» частоты, при котором измерение осуществляют на частоте настройки волномера. Для этого в приборе предусмотрена специальная система АПЧ.

Для измерения КСВ и фазы коэффициента отражения второй направленный ответвитель включают на измерение отраженной волны. Индикация коэффициента отражения возможна как в декартовой, так и в полярной системах координат. В последнем случае при использовании дополнительной шкалы (круговой диа-

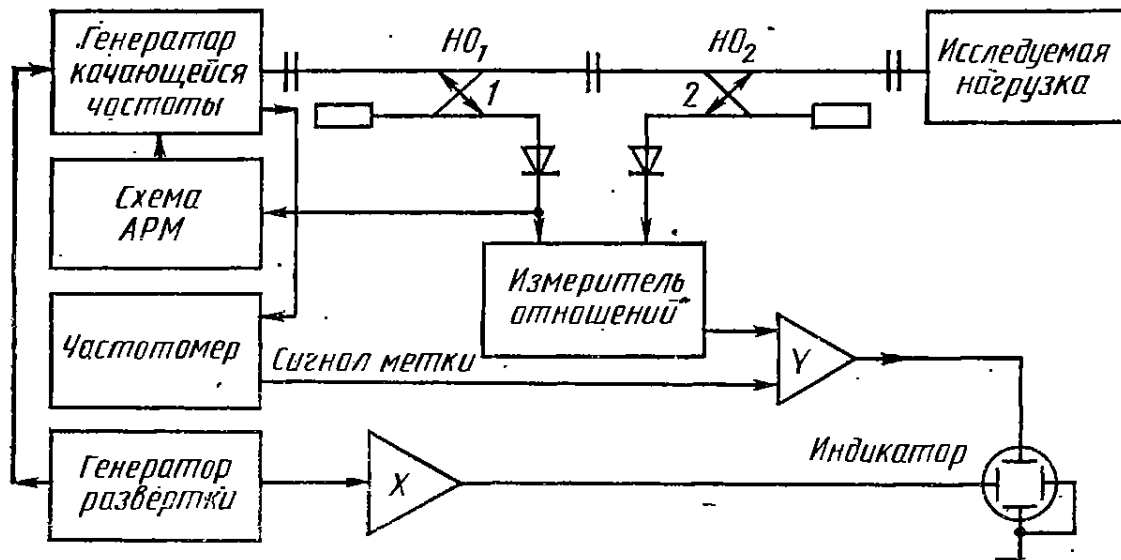


Рис. 15.24. Структурная схема панорамного измерителя КСВ

граммы), накладываемой на экран, производится наблюдение частотных зависимостей полных сопротивлений нагрузки. Таким образом, прибор дает возможность измерить все S -параметры исследуемого СВЧ-узла.

Способ сравнения амплитуд падающей и отраженной (проходящей волн). В ряде случаев (например, при согласовании СВЧ-трактов) достаточно знать только частотную характеристику КСВ исследуемого узла. В таких случаях целесообразно применять более простые и дешевые панорамные измерители КСВ, часто называемые рефлектометрами. Их можно использовать также и для измерения частотных характеристик ослабления СВЧ-четырёхполюсников.

Рассмотрим типичную структурную схему такого типа приборов (рис. 15.24). Амплитуду СВЧ-сигнала ГКЧ поддерживают постоянной с помощью устройства АРМ, входной сигнал для которой поступает от направленного ответвителя 1 падающей волны. На вертикально отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки подают усиленное напряжение с детектора, включенного в цепь направленного ответвителя отраженной волны. Это напряжение пропорционально модулю коэффициента отражения. На горизонтально отклоняющие пластины подают линейно нарастающее напряжение от генератора, управляющего частотой ГКЧ. При этом на экране получается зависимость модуля коэффициента отражения от ча-

стоты. Для измерения ослабления направленный осветитель 2 ставится за исследуемым четырехполосником. Сигнал с него пропорционален амплитуде проходящей волны.

Первым и основным источником погрешностей в рефлектометрах является нестабильность амплитуды падающей волны. В лучших образцах приборов колебания амплитуды в полосе качания не превышают долей децибел. Уменьшить влияние нестабильности помогает введение измерителя отношений.

Второй причиной ошибок является неидентичность характеристик направленных ответвителей и детекторных головок. У лучших типов панорамных рефлектометров рассогласование характеристик не превышает $\pm 0,3$ дБ.

К данным типам приборов относятся панорамные измерители КСВ и ослаблений Р2-40—Р2-45. Эти приборы предназначены для исследования волноводных устройств от 2,6 до 12,45 ГГц.

Глава 16

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ КОМПЛЕКСЫ И ИНТЕРФЕЙСНЫЕ СИСТЕМЫ

§ 16.1. Автоматизация измерений на основе микропроцессоров

В настоящее время технической основой автоматизации измерительных процессов стали средства вычислительной техники, и прежде всего микропроцессоры (МП). Их применение позволяет расширить функциональные возможности приборов, осуществить полную автоматизацию измерительных процессов и использовать при обработке результатов измерений современный математический аппарат. В ряде случаев применение МП позволяет по-новому решать старые измерительные задачи. Например, основным прибором для измерения энергии промышленной частоты служил индукционный счетчик класса 2,5. С учетом больших потоков энергии абсолютная погрешность в измерении может быть настолько велика, что ею уже нельзя пренебречь. Вместе с тем возросшая культура эксплуатации энергосистем, широкое внедрение АСУ технологическими процессами, позволяющих оптимизировать режим энергопотребления, нуждаются в более точных способах измерения мощности и энергии. Высокоточные приборы могут быть построены на основе электронных схем, описанных в § 10.1. При использовании микропроцессоров мощность (и энергию) промышленной частоты можно определить [см. (10.7)] по измеренным мгновенным значениям тока и напряжения. Блок-схема вычислительного процесса и алгоритм на языке ФОРТРАН приведены на рис. 16.1.

Микропроцессоры управляют многофункциональными измерительными приборами. Они реализуют автоматический контроль за метрологическими и эксплуатационными характеристиками средств измерения. Высокая точность измерений обеспечивается калибровкой приборов и автоматической коррекцией погрешностей. Для

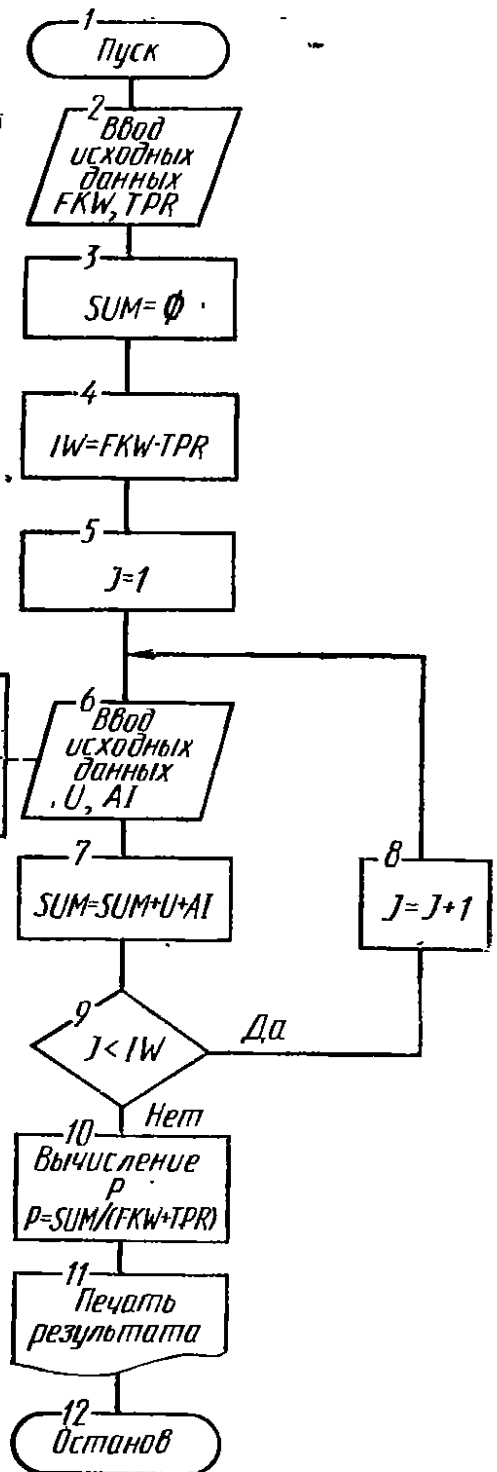
этого на вход измерительной части прибора периодически поступает сигнал от встроенной образцовой меры (например, опорное напряжение в цифровом вольтметре). Результат измерения поступает в микропроцессор и сравнивается с истинным значением меры, хранящейся в ЗУ. Затем вычисляется поправка, которую и учитывают при последующих измерениях. МП реализуют статистическую

Рис. 16.1. Блок-схема вычислительного процесса и программа вычисления мощности по результатам измерений мгновенных значений тока и напряжения промышленной частоты

```

0001      ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ (И ЭНЕРГИИ)
0002      В ЭНЕРГОСИСТЕМАХ.
0003      READ 1,FKW,TPR
0004      1 FORMAT(2E12.3)
0005      SUM=0.
0006      IW=FKW*TPR*1000.
0007      DO 2 J=1,IW
0008      READ 1,U,AI
0009      2 SUM=SUM+U*AI
0010      P=SUM/(FKW*TPR)
0011      PRINT 3,P
0012      3 FORMAT(' АКТИВНАЯ МОЩНОСТЬ P=',E12.3)
0013      STOP
0014      END
    
```

Мгновенные значения тока и напряжения поступают от измерительных приборов в масштабе реального времени



обработку и вычисляют вторичные параметры по исходной измерительной информации. Ее поступление в МП осуществляется как в режиме прерывания по запросам измерительной части цифрового прибора, так и в режиме обращения к ней. Последнее обычно имеет место при работе прибора (например, АЦП) в режиме запуска от МП. МП упрощает процедуру работы с прибором и обеспечивает автоматическую диагностику его работоспособности.

Конструктивно МП может быть выполнен в виде одноплатных унифицированных узлов, встраиваемых в приборы, или в виде конструктивно завершенных блоков. Специальное программное обеспечение хранится в постоянном запоминающем устройстве (ПЗУ). Наряду со встроенным МП в измерительной технике применяют микроЭВМ общего назначения («Электроника С5-11», «Электроника НЦ-1»). Их программирование может выполняться с использованием языков высокого уровня (ФОРТРАН, БЕЙСИК и др.). В последние годы используют программируемые электронные клавишные вычислительные машины (ПЭКВМ), рассчитанные на непосредственный ввод программ с клавиатуры. Для их программирования используют формульные (алгебраические) языки, не требующие трансляции. Это упрощает процедуру ввода и отладки программ измерений. Клавишные ЭВМ особенно удобны в тех случаях, когда при выполнении сложных измерений ожидается большое число мелких корректировок программы.

В измерительных системах ПЭКВМ может выполнять функции управляющего устройства (контроллера). При разработке общей программы пользователь в соответствии с алгоритмом измерения задает последовательность действий. Исполнение программы, т. е. автоматическое выполнение алгоритма измерений, состоит в последовательной выборке из запоминающих устройств (ЗУ) кодов операторов и их интерпретации в виде микрокоманд. В настоящее время задача повышения «интеллектуального» уровня измерительных приборов решается путем их объединения с микропроцессорами. МП автоматически исключает погрешности измерений из-за изменения внешних условий, старения деталей, нелинейности характеристик преобразователей и т. п.

Наличие встроенных МП облегчает возможность объединения приборов в единые измерительные комплексы и позволяет использовать для обработки результатов измерений современные математические методы. Последнее связано с необходимостью специального «вычислительного» подхода к записи исходных формульных соотношений. Как правило, их следует записывать в виде адекватных рекуррентных соотношений. Кроме того, так как в МП время реализации одной операции умножения больше времени сложения, то предпочтение отдается формулам с малым числом умножений. Рассмотрим два примера.

1. В качестве первого примера приведем рекуррентную запись формулы для вычисления математического ожидания последовательности результатов измерений. Для дискретного процесса, представленного рядом значений a_i , где $i = 1, \dots, N$, оценку математического ожидания дает формула

$$A(N) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N a_i \quad (16.1)$$

Использовать это соотношение, представленное в классическом виде, для разработки алгоритма обработки результатов измерения не рационально, так как оно предполагает наличие ЗУ с большим объемом памяти и приводит к задержке в выдаче результата.

Отмеченные недостатки можно исключить, если исходное соотношение (16.1) привести к виду

$$A(N) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N-1} a_i + \frac{1}{N} a_N = A(N-1) + \frac{1}{N} [a_N - A(N-1)],$$

а за основу при разработке алгоритма принять следующее рекуррентное соотношение:

$$A(i) = A(i-1) + \frac{1}{i} [a_i - A(i-1)]. \quad (16.2)$$

Из (16.2) следует, что текущую оптимальную оценку измеряемой величины $A(i)$ можно получить, выразив ее через предыдущую оценку $A(i-1)$ и введя поправку, учитывающую результат последнего, i -го измерения. Для реализации вычислений, согласно (15.2), не требуется ЗУ с большим объемом памяти, так как на каждом этапе вычисления запоминанию подлежит лишь последнее значение оценки измеряемой величины. Преимуществом рекуррентных алгоритмов является их свойство выдавать в масштабе реального времени непрерывно уточняемые оценки.

2. Выведем соотношения, лежащие в основе высокоэффективных алгоритмов дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Эти алгоритмы, известные как быстрое преобразование Фурье (БПФ), широко применяют в современных анализаторах спектра.

Пусть в процессе измерений непрерывного сигнала $x(t)$ получено N дискретных отсчетов $a_i, i=0, \dots, N-1$.

Известно, что прямое ДПФ X_k N -точечного входного процесса определяется соотношением

$$\underline{X}_k = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp \left\{ -j2\pi \frac{ik}{N} \right\}, \quad (16.3)$$

где $k=0, \dots, N-1$.

При достаточно больших N использование формулы (16.3) встречает вычислительные трудности (см. ниже), которые можно устранить видоизменив ее структуру.

Обозначим $\exp \{-j2\pi/N\} = W$ и перепишем (16.3) в виде

$$\underline{X}_k = \sum_{i=0}^{N-1} a_i W^{ik}. \quad (16.3a)$$

Если N есть произведение двух целых чисел N_1 и N_2 , то индексы i и k можно представить в виде

$$\begin{aligned} i &= N_1 i_2 + i_1, \quad i_1; k_1 = 0, \dots, N_1 - 1, \\ k &= N_2 k_1 + k_2, \quad i_2; k_2 = 0, \dots, N_2 - 1. \end{aligned}$$

Соответственно формула (16.3a) примет вид

$$\underline{X}_{N_2 k_1 + k_2} = \sum_{i_1=0}^{N_1-1} \sum_{i_2=0}^{N_2-1} a_{N_1 i_2 + i_1} W^{(N_1 i_2 + i_1)(N_2 k_1 + k_2)}. \quad (16.4)$$

Введем обозначения $W^{N_2} = \exp\{-j2\pi/N_1\} = W_1$; $W^{N_1} = \exp\{-j2\pi/N_2\} = W_2$ и учтем, что $W^{N_1 N_2 i_2 k_1} = 1$.

Тогда

$$\underline{X}_{N_2 k_1 + k_2} = \sum_{i_1=0}^{N_1-1} W_1^{i_1 k_1} W^{i_1 k_2} \sum_{i_2=0}^{N_2-1} a_{N_1 i_2 + i_1} W_2^{i_2 k_2}. \quad (16.5)$$

Отметим, что структура преобразованного соотношения (16.5) существенно отличается от исходной [см. формулу (16.3a)]. Последнее повлечет за собой изменение алгоритма вычисления ДПФ. Вычисление ДПФ по формуле (16.5) включает три этапа.

На первом этапе вычисляют N_1 (по числу i_1) оценок ДПФ N_2 -точечных входных процессов $a_{N_1 i_2 + i_1}$. Вычисления осуществляют по формуле:

$$\underline{Y}_{k_2 i_1} = \sum_{i_2=0}^{N_2-1} a_{N_1 i_2 + i_1} W_2^{i_2 k_2}.$$

На втором — полученные значения $\underline{Y}_{k_2 i_1}$ умножаются на коэффициенты $W^{i_1 k_2}$, вычисленные заранее. На третьем — искомые значения ДПФ \underline{X}_k находят путем N_2 -кратного вычисления ДПФ для N_1 -точечных входных последовательностей вида $\underline{Y}_{i_1 k_2} W^{i_1 k_2}$. Вычисления производят по формуле

$$\underline{X}_k = \sum_{i_1=0}^{N_1-1} \underline{Y}_{i_1 k_2} W^{i_1 k_2} W_1^{i_1 k_1}.$$

Одновременно возможна иная организация вычислений, отвечающая соотношению (16.4), записанному в виде

$$\underline{X}_{N_2 k_1 + k_2} = \sum_{i_2=0}^{N_2-1} W_2^{i_2 k_2} \sum_{i_1=0}^{N_1-1} (a_{N_1 i_2 + i_1} W^{i_1 k_2}) W_1^{i_1 k_1}. \quad (16.6)$$

Формулам (16.5) и (16.6) соответствуют две основные разновидности алгоритмов БПФ примерно одинаковой эффективности.

Сравним число арифметических операций (умножений) при реализации ДПФ прямым методом (16.3) и с использованием алгоритма БПФ (16.5). Число умножений при прямом вычислении ДПФ $N = N_1 N_2$ -точечного входного процесса по (16.3) составит $M_d = N^2 = N_1^2 N_2^2$. Определим число умножений при вычислении ДПФ по (16.5) (алгоритм БПФ). Как отмечалось, на первом этапе реализуется N_1 вычислений ДПФ N_2 -точечных входных последовательностей. При этом число умножений составит $N_1 N_2^2$; на втором — $N_1 N_2$ умножений и на третьем — $N_2 N_1^2$. Общее число умножений при реализации алгоритма БПФ, согласно (16.5), составит

$$M_6 = N_1 N_2^2 + N_1 N_2 + N_2 N_1^2 = N_1 N_2 (N_1 + N_2 + 1).$$

Очевидно, что M_6 будет меньше, чем $M_d = N_1^2 N_2^2$.

Таким образом, замена однократного дискретного преобразования Фурье от многоточечного входного процесса многократным его повторением для малого числа входных членов приводит к уменьшению общего числа умножений и к сокращению времени преобразования. Эффективность алгоритмов резко возрастет, если число N представить в виде произведения $n \gg 2$ целых чисел. При этом число умножений может быть понижено на несколько порядков, время преобразования сведено к десяткам микросекунд. Последнее позволяет производить спектральный анализ входных сигналов в масштабе реального времени.

МП с соответствующим программным обеспечением стали основным элементом анализаторов формы и спектра сигналов. Введение в приборы электронно-лучевых дисплеев с растровой разверткой способствует наглядности воспроизведения результатов анализа. Возможность формирования на экране «трехмерного» изображения позволяет наблюдать характер изменения спектра сигнала со временем.

Во временной области анализаторы спектра с МП позволяют запоминать переходные процессы, усреднять результаты измерений, вычислять корреляционные функции и распределения плотности вероятностей выборок аналогового сигнала.

В настоящее время микропроцессоры чаще всего встраивают в цифровые вольтметры (ЦВ). МП типового интегрирующего ЦВ реализует восемь программ обработки результатов измерений и 16 расчетных операций. Девятая программа осуществляет контроль за выполняемыми операциями. Восемь программ позволяют умножать результаты измерений на постоянное число, определять, на сколько процентов результат измерения отличается от предполагаемого, вычитать из значения измеряемой величины постоянное число, производить алгебраическое вычитание максимальных и ми-

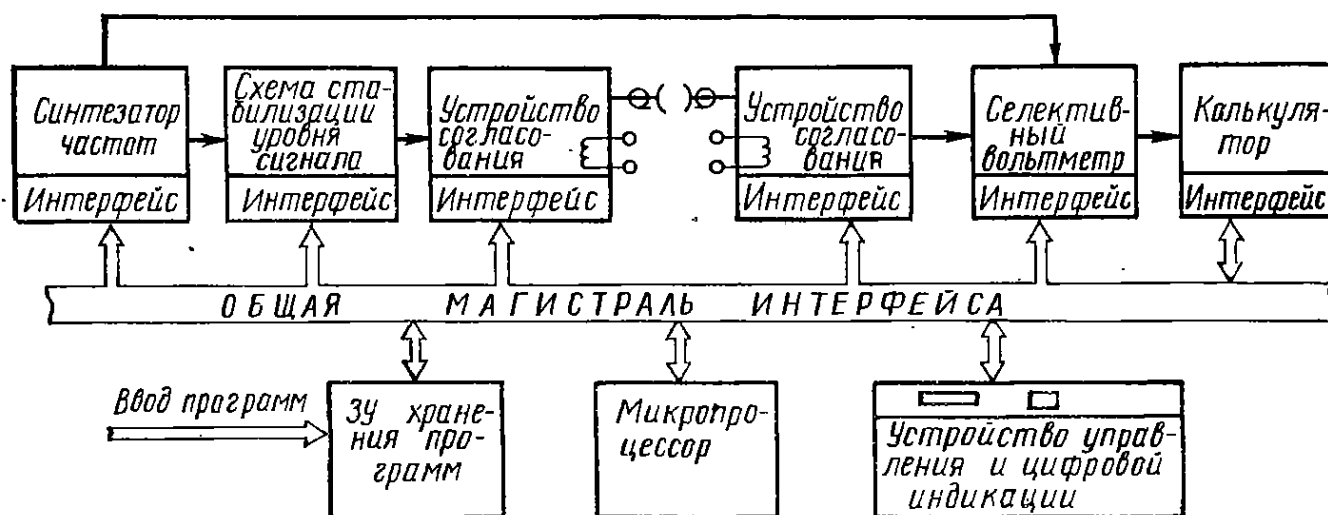


Рис. 16.2. Измерительная установка для автоматического исследования частотных характеристик радиотехнических устройств

нимальных значений (при этом на индикаторе фиксируются экстремальные результаты и отклонения результатов от заданной величины), определять результаты, выходящие за установленные предельные значения, производить статистический анализ результатов измерений (определять математическое ожидание и дисперсию).

В качестве иллюстраций к изложенному рассмотрим три примера непосредственного использования микропроцессоров в измерительной технике.

1. На рис. 16.2 приведена структурная схема измерительной установки для автоматического исследования амплитудно-частотных характеристик высокоселективных радиотехнических устройств с ограниченной полосой пропускания, таких, как усилители промежуточной частоты, разделительные фильтры систем частотного уплотнения, кварцевые фильтры для высокочастотного спектрального анализа и т. п. Измерительная установка состоит из программно-управляемых синтезаторов частот, схемы стабилизации уровня выходного сигнала, селективного вольтметра, калькулятора, микропроцессора, ЗУ хранения программ, устройства управления и цифровой индикации.

Для согласования импедансов измерительных приборов с входным и выходным импедансом исследуемого устройства в установке предусмотрены устройства согласования.

Программно-управляемый синтезатор частот выдает последовательность стандартных сигналов с дискретным изменением частот. Шаг изменения обычно составляет 1, 10, 100 Гц, 100 или 1 кГц. Аналогично, в виде дискретных шагов по заданной программе меняют и уровень сигнала. Пределы изменения уровней обычно составляют от +20 до -70 дБ·мВт.

Установка эффективна при настройке радиотехнических устройств с большим числом параллельных каналов. Она обеспечивает большую точность и малые затраты времени. Измерения не требуют от оператора высокой профессиональной подготовки (см. § 13.6).

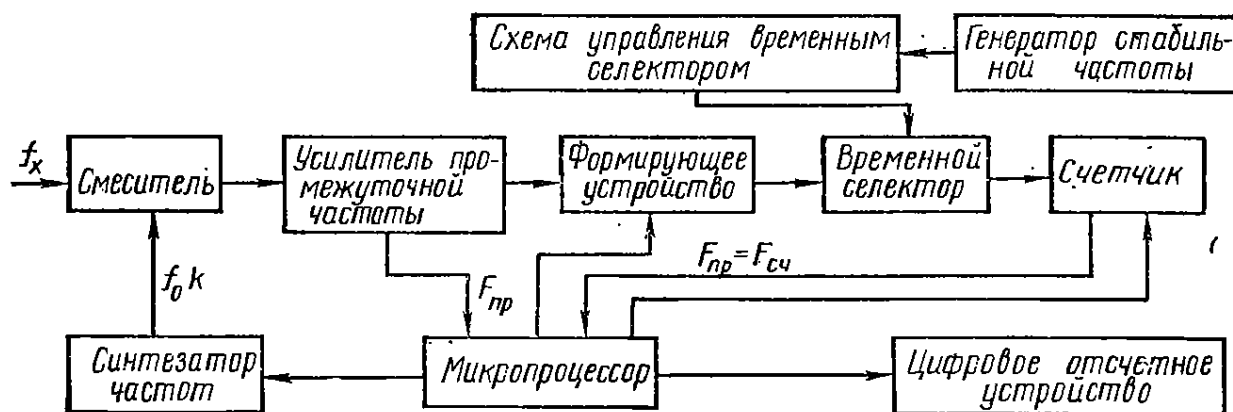


Рис. 16.3. Автоматический частотомер с встроенным микропроцессором и программно-управляемым синтезатором частот

2. Рассмотрим программно-управляемый частотомер (рис. 16.3). Кроме частоты и периода колебаний прибор измеряет отношение частот, фазовые сдвиги и временные интервалы. Управление прибором осуществляется автоматически по специальным программам. Работа с ним не требует высокой квалификации. Быстрые и точные измерения частоты выполняются в пределах от единиц герц и до нескольких гигагерц. При измерении СВЧ используют гетеродинный перенос частоты (см. гл. 7). Роль высокостабильного гетеродина выполняет синтезатор частоты, управляемый микропроцессором. Разностную частоту $F_{сч}$ фиксирует счетчик. МП запоминает номер гармоники k , при которой наблюдается примерное равенство измеряемой частоты f_x и частоты гетеродина kf_0 . Затем МП выполняет вычисление по формуле

$$f_x = kf_0 \pm F_{сч},$$

где f_0 — частота колебаний синтезатора.

Результат измерения воспроизводится на цифровом индикаторе. В приборе предусмотрена программа, обеспечивающая быстрый поиск частоты kf_0 . Время поиска обычно не превышает нескольких десятков миллисекунд. Встроенные МП осуществляют автоматическую коррекцию погрешностей, самопроверку и выявление отказов в работе прибора.

3. Рассмотрим цифровой вольтметр, общая структурная схема которого дана на рис. 16.4. Основными устройствами прибора являются устройство нормализации измеряемых сигналов, аналого-цифровой преобразователь и устройство управления с микропроцессором. Прибор имеет панель управления с клавиатурой и цифровое отсчетное устройство.

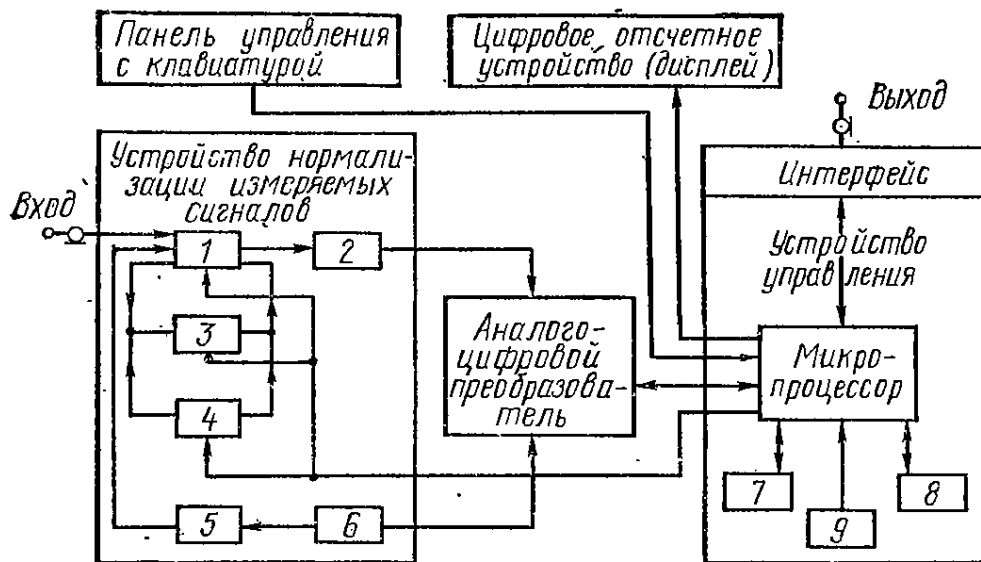


Рис. 16.4. Схема универсального ЦВ со встроенным микропроцессором:

1 — блок выбора режима работы; 2 — усилитель; 3 — измерительный преобразователь переменного напряжения в напряжение постоянного тока; 4 — измеритель сопротивлений; 5 — делитель эталонного напряжения; 6 — источник эталонного напряжения; 7 — постоянное ЗУ; 8 — оперативное ЗУ; 9 — генератор тактовых импульсов

Устройство нормализации измеряемых сигналов включает входные аттенюаторы, преобразователи переменного напряжения в постоянное, источник опорного напряжения с прецизионными делителями, образцовую меру сопротивления и переключатели режимов измерения. Устройство преобразует входные величины, подлежащие измерению, в унифицированное постоянное напряжение, которое затем подают на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП).

Устройство управления обеспечивает выбор режима работы для заданного вида измерений и создает требуемую схему измерения. Одновременно оно управляет работой АЦП и цифровым отсчетным устройством. Основой устройства управления служит микропроцессор. Ввод программ для управления осуществляют с помощью клавиатуры, расположенной на панели управления. Программы работы микропроцессора хранят в запоминающем устройстве.

Автоматическая коррекция погрешностей и диагностирование отказов реализуются с помощью микропроцессора. Определение ошибок измерения осуществляют блок нормализации, АЦП и источник опорного напряжения. В выявлении ошибок участвуют два нормальных элемента, около 19 прецизионных резисторов и 12 переключателей.

Последующую коррекцию погрешностей производят периодически и повторяют после каждого 100-го или 1000-го измерения, а также при включении прибора. Цикл коррекции состоит из 16 измерений, обеспечивающих контроль начальных и конечных точек каждой шкалы во всех режимах работы. Для коррекции используют встроенные стабилитроны и прецизионные резистивные делители опорного напряжения. В результате измерений определяют 16 параметров (коэффициенты усиления операционных усилителей,ходы нулей усилителей и т. д.), которые затем используют для вычисления дополнительных параметров. Необходимые расчеты по заданным алгоритмам осуществляет микропроцессор, и по полученным результатам производится коррекция погрешностей и диагностирование отказов. Обнаружение отказов основано на факте отклонения рассчитанных параметров от номинальных величин. Типовым отказам соответствуют определенные совокупности параметров, значения которых оказались вне допустимых пределов. Результат диагностирования воспроизводится на дисплее.

§ 16.2. Измерительно-вычислительные комплексы

Качество радиоэлектронных изделий, как правило, оценивают несколькими параметрами, определяемыми в процессе комплексных измерений, выполняемых по заданной программе. Комплексные измерения охватывают все этапы производства — от научных исследований до выпуска готовой продукции.

Соответственно совокупность аппаратурных и программных средств, предназначенных для реализации комплексных измерений, называют измерительно-вычислительным комплексом (ИВК). *ИВК осуществляет (ГОСТ 26.203—81):* управление процессом измерений согласно заданному алгоритму; формирование нормированных электрических сигналов, являющихся входными для средств воздействия на объект контроля; прямые, косвенные, совместные и совокупные измерения электрических величин; преобразование и обработку электрических сигналов, поступающих от первичных источников измерительной информации, и представление результатов измерений в стандартной форме.

Структурная схема ИВК содержит: аппаратуру подключения к объекту контроля (адаптеры, первичные измерительные преобразователи, коммутаторы); измерительные приборы и аналого-цифровые преобразователи; источники стимулирующих воздействий (цифро-аналоговые преобразователи, измерительные генераторы); интерфейсную систему; аппаратуру обработки (мини-ЭВМ, программируемые микропроцессоры и др.); аппаратуру индикации и регистрации (табло, дисплей, графопостроители, цифropечатающие устройства и др.); устройство управления (контроллер).

Контроллер осуществляет общее управление функциональными элементами ИВК в соответствии с заданной программой измерений.

Так как производительность подобных комплексов велика, то их применение эффективно в тех случаях, когда требуется либо длительное исследование сложных объектов с большим числом контролируемых параметров и нормируемых стимулирующих воздействий, либо тогда, когда объем измерений сравнительно невелик, но повторяется на большом числе однотипных объектов. В обоих случаях требуется получить и обработать большие массивы первичной измерительной информации.

Гибкая организация современного массового производства радиоэлектронных изделий

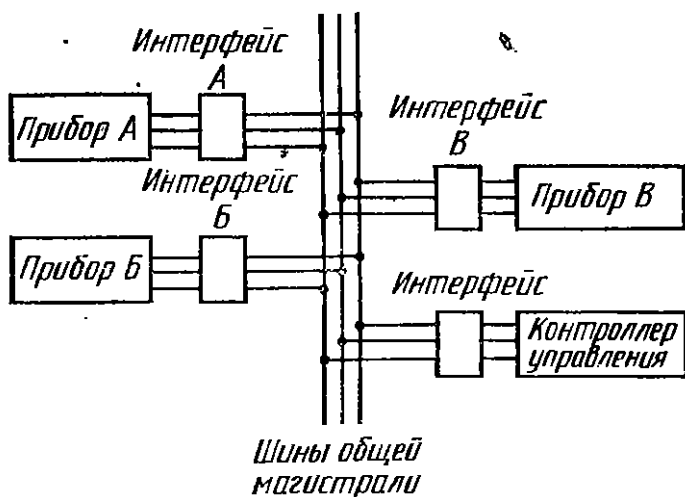


Рис. 16.5. Схема объединения измерительных приборов

предопределяет необходимость в блочно-модульной структуре построения измерительно - вычислительных комплексов, собираемых из серийно выпускаемых агрегатных средств измерения и автоматики. Основой комплекса служит набор унифицированных приборов, необходимых для выполнения наиболее распространенных измерений. Затем к этим приборам подключают другие унифицированные функ-

циональные элементы. Совместная работа унифицированных элементов в автоматическом режиме нуждается в их информационной, электрической и конструктивной совместимости, которая обеспечивается с помощью стандартных интерфейсов.

Под интерфейсом для измерительной техники понимают совокупность унифицированных аппаратных, программных и конструктивных средств, обеспечивающих нормальное функционирование комплекса в режиме автоматического сбора, обработки, отображения и хранения измерительной информации. В соответствии со схемой объединения функциональных элементов различают радиальный, каскадный и магистральный тип интерфейса.

В интерфейсе *первого* вида информационный обмен происходит непосредственно от периферийного устройства к центральному (например, мини-ЭВМ), и наоборот; во *втором* — от одного функционального элемента к другому и в *третьем* — от функционального элемента через общую магистраль к центральному устройству или, возможно, к другому элементу (элементам).

По способу передачи сигналов различают интерфейсы: 1) с параллельной передачей, при которой для каждого сигнала используют отдельную линию (шину); 2) с последовательной передачей, когда отдельные сигналы в заданном порядке передают по двухпроводной линии; 3) с комбинированной передачей, при которой двоичные сигналы передают как параллельно, например байтами, так и последовательно.

По способу передачи данных во времени интерфейсы делят на интерфейсы: 1) с синхронной и 2) асинхронной передачами. В первом случае темп передачи данных задают тактовые импульсы; во втором — источник информации передает данные в темпе, определяемом скоростью их приема абонентом — приемником.

В последние годы в сложных автоматизированных измерительно-вычислительных комплексах распространены интерфейсы магистрального типа. К подобным системам относится интерфейс, рекомендованный Международной электротехнической комиссией (МЭК), и интерфейс КАМАК.

Преимущество магистральных интерфейсов состоит в том, что один источник информации может одновременно работать с несколькими приемниками.

Интерфейс (рис. 16.5) состоит из общей магистрали для скоростной передачи приборных (информационных) и интерфейсных сообщений; интерфейсной части измерительных приборов (функциональных элементов); устройства управления (контроллера).

Приборными (информационными) называют сообщения о результатах и единицах измерения, последовательности (программе) измерений и т. д. К интерфейсным относятся сообщения, предписывающие функциональным элементам комплекса реализацию тех или иных служебных функций (быть источником или приемником информации, их адреса, запросы на обслуживание и т. д.).

В качестве примера рассмотрим совокупность интерфейсных сообщений, поступающих на цифровой частотомер перед началом измерения частоты. Команды (табл. 16.1) должны определить режим работы прибора и предел измерения. Эти команды имитируют действия оператора при ручном управлении прибором. Обычно группу измерений, реализуемых универсальным цифровым частотомером, кодируют буквой *F* с добавлением цифры, уточняющей вид измерения (частота, период, временной интервал и т. д.). Выбор предела измерения предваряется буквой *G*, за которой также следует цифра. Так, если на прибор поступили сообщения *F1* и *G5*, то это означает, что прибор должен измерить частоту колебаний, период которых меньше 100 мс.

§ 16.3. Интерфейсная часть измерительных приборов

Каждый унифицированный измерительный прибор, входящий в состав измерительно-вычислительного комплекса, кроме измерительной (функциональной) части содержит интерфейсную часть, кото-

Т а б л и ц а 16.1

Сообщение (сигнал)	Буквенный код	Сообщение (сигнал)	Цифровой код
Вид измерения	F	Испытание	0
		Частота	1
		Период	2
		Временной интервал	3
Предел измерения	G	×1	0
		10 мкс	1
		100 мкс	2
		1 мс	3
		10 мс	4
		100 мс	5
		1 с	6
10 с	7		

рой присваивается кодированный адрес. Интерфейсная часть прибора посредством кабеля и стандартных штепсельных разъемов присоединяется к общей магистрали интерфейса. Рассмотрим работу интерфейсной части (рис. 16.6) унифицированного измерительного прибора, входящего в ИВК.

Таблица 16.2

Интерфейсная функция	Условное обозначение	Пути передачи (рис. 16.6)
Управление асинхронной передачей данных	SH	1, 2, 4, 5
Управление асинхронным приемом данных	АН	1, 2, 4, 5
Циркулярная (расширенная) передача данных	T, TE	1, 2, 3, 4, 5
Расширенный прием данных от нескольких источников	L, LE	1, 2, 3, 4, 5
Приоритетное обслуживание	SR	1, 2, 4, 5
Дистанционное или местное управление	RL	1, 2, 4, 5
Параллельный опрос	PP	1, 2, 4, 5
Сброс прибора в исходное состояние	DC	1, 2, 4, 5
Пуск прибора разрешен	DT	1, 2, 4, 5
Управление управляющей частью прибора	C	1, 2, 4, 5, 6

Имеются рекомендации по унификации функциональной и интерфейсной частей измерительных приборов. Эти рекомендации носят международный характер и называются стандартом на интерфейс. Последующее изложение основано на описаниях стандартов МЭК и КАМАК (IEC-625 — International Electrotechnical Commission) и САМАС (Computer Automated Measurement and Control). Измерительные функции приборов (вид измеряемой аналоговой величины, пределы измерения, режим измерений и т. д.) стандарт на интерфейс не регламентирует и их определяет разработчик измерительной системы. Необходимо лишь соблюдать соответствие выходных сигналов измерительной части номенклатуре принятого стандарта. Одновременно жесткие требования предъявляют к интерфейсным сообщениям (сигналам) и составу так называемых интерфейсных функций (табл. 16.2), под которыми понимают последовательность операций, обеспечивающих передачу, прием или обработку данных.

Интерфейсные функции в измерительных приборах реализуют с помощью наборов цифровых логических схем или микропроцессора с комплектом специальных программ. Интерфейсные функции удобно описывать направленными графами состояний. Вершины графа отмечают последовательность состояний интерфейсной функции, а дуги — возможные переходы. Совокупность условий, при которых возникают эти переходы, отмечены рядом в виде логических выражений. Последние кроме операторов И и ИЛИ включают: сообщения о внутреннем состоянии прибора, обозначаемые тремя строчными буквами, например: *rop* — прибор включен, *gdy* — готов к приему очередного сообщения, *tcs* — в режиме синхронного управления и т. д., внешние интерфейсные сообщения, обозначаемые тремя прописными буквами, например: *ATN* — внимание; *DAV* — данные подготовлены; *DAC* — прием данных завершен и т. д., сообщения о текущем состоянии интерфейсной функции, обозначаемые четырьмя заглавными буквами, например: *AIDS* — исходное состояние; *SGNS* — источник информации; *ANRS* — к приему не готов; *ACRS* — к приему готов; *STRS* — передача данных; *ACDS* — прием данных; *SDYS* — задержка; *AWNS*; *SWNS* — состояние ожидания и т. д.

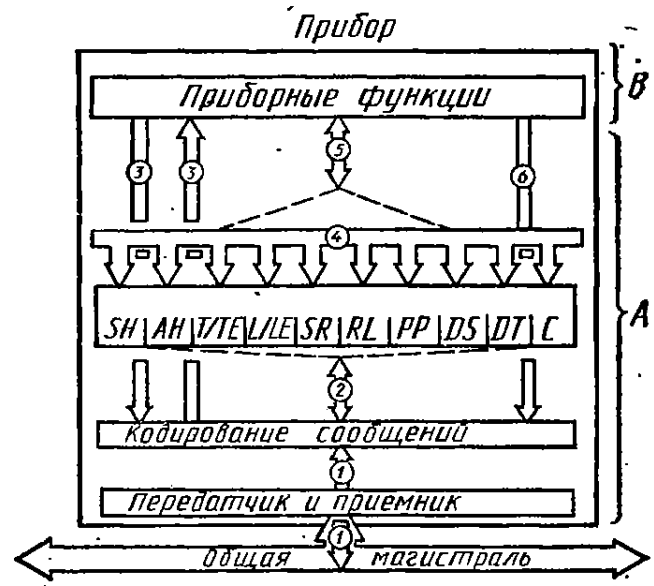


Рис. 16.6. Функциональная (B) и интерфейсная (A) части измерительных приборов

В качестве примера рассмотрим направленный граф (рис. 16.7) интерфейсной функции АН (см. табл. 16.2), обеспечивающей прием результатов измерений.

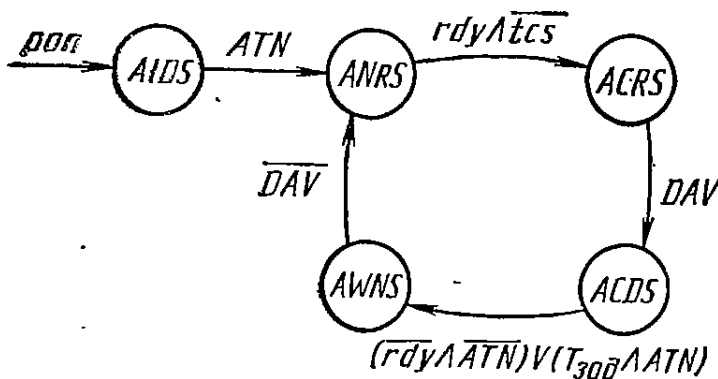


Рис. 16.7. Направленный граф состояний интерфейсной функции АН, обеспечивающей прием результатов измерений

Исходное состояние функции *AIDS* устанавливается при появлении внутреннего сигнала *rop* (прибор включен). Переход интерфейсной функции в следующее состояние *ANRS* (к приему данных не готов) возможен лишь при наличии внешнего сообщения *ATN* (внимание). Переход интерфейсной функции в состояние *ACRS* (к приему данных готов) возможен лишь при одновременном наличии двух внутренних сообщений: *tcs* — прибор переведен в асинхронный режим работы; *gdy* — прибор готов к приему очередного сообщения.

Переход функции АН в состояние *ACDS* (прием данных) происходит при поступлении в приборный интерфейс внешнего сообщения *DAV*, сигнализирующего

о наличии на шинах данных очередного байта информации. По истечении времени, необходимого на считывание данных, функция АН переходит в состояние AWNS (ожидание), а после прекращения сообщения DAV — в состояние ANRS (не готов).

Представление интерфейсных функций в виде направленных графов облегчает их схемную или программную реализацию.

§ 16.4. Интерфейс измерительных систем

Объединение отдельных функциональных элементов в единую измерительную систему осуществляют с помощью общей магистрали для скоростной передачи сообщений.

Номера шин передачи данных D101-7

	0	1	2	3	4	5	6	7	← Столбцы
7	0	0	0	0	1	1	1	1	
6	0	0	1	1	0	0	1	1	
5	0	1	0	1	0	1	0	1	
4	0	0	0	0	0	0	0	0	
3	0	0	0	0	0	0	0	0	
2	0	0	0	0	0	0	0	0	
1	0	0	0	0	0	0	0	0	
0000				0		Р		Р	0
0001				1	А	С	а	С	1
0010				2	Б	Т	б	Т	2
0011				3	В	У	в	У	3
0100				4	Г		г		4
1100					М				12
1101				=	Н	\]	13
1110				>	О	Λ		~	14
1111				?	П	-			15

Ряды ↓

Рис. 16.8. Таблица для кодирования (семиразрядный код) приборных и интерфейсных сообщений

Физическими носителями информационных и интерфейсных сообщений служат кодированные электрические сигналы. Практическое применение находят как двоичные, так и цифровые сигналы, соответствующие словам некоторого кодированного алфавита. Двоичные сигналы, воспроизводящие два логических значения: 1 (верно) и 0 (ошибка), используют только для передачи интерфейсных сообщений. В интерфейсе МЭК логическому нулю соответствует высокий уровень напряжения, а единице — низкий. Цифровые сигналы используют для передачи как результатов измерений, так и некоторых интерфейсных сообщений (например, адресов).

Информационную совместимость функциональных блоков, объединяемых интерфейсом, обеспечивают выбором единой системы кодирования. На рис. 16.8 в качестве примера представлена структура таблицы семиразрядного кода, используемого в интерфейсе МЭК. Для включения в стандартную таблицу дополнительно интерфейсных сообщений используют регистр, удваивающий объем таблицы. Роль регистра выполняет двоичный сигнал АТН (внимание). Передача интерфейсных сообщений сопровождается подачей на шину АТН высокого уровня напряжения.

Все интерфейсные сообщения, передаваемые цифровым кодом, можно поделить на первичные и вторичные. К *первичным* относят сообщения об адресах приборов (функциональных блоков), образующих измерительную систему, а также команды управления измерительным процессом. Группа *вторичных* сообщений реализует выбор программ работы каждого прибора. Идентификацию первичных и вторичных сообщений в функциональных блоках осуществляют по жесткой программе (рис. 16.9). Декодирование сообщений при использовании семиразрядного кода осуществляют по схеме, представленной на рис. 16.8. Сочетание четырех двоичных цифр, переданных по шинам DIO1-4, определяет строку таблицы кода (см. рис. 16.8), а сочетание трех цифр, переданных по шинам DIO5-7, — ее столбец. Соответственно передаваемое сообщение лежит на их пересечении.

Скоростную передачу электрических сигналов осуществляют по шинам (проводникам) общей магистрали. Общая магистраль интерфейса МЭК содержит 16 сигнальных шин (рис. 16.10), которые удобно разбить на три группы: 1) передачи данных (восемь проводников); 2) общего управления (пять проводников); 3) управления побайтной передачей данных и интерфейсных сообщений (три проводника).

Шины *первой* группы (DIO1-8) предназначены для передачи результатов измерений, некоторых интерфейсных сообщений (например, адресов), а также сигналов о состоянии измерительных приборов (функциональных блоков). Передача сообщений по шинам данных осуществляется параллельно-последовательным способом в виде последовательности байтов — слов из 8 бит, передаваемых параллельно по восьми сигнальным шинам. Наименьший значащий разряд результата измерения устанавливается на шине DIO1. Передача каждого байта реализуется асинхронным способом по сигналам шин управления. Это обеспечивает обмен данными между приборами с разным быстродействием. Сигналы на шинах управления формируют путем изменения электрического потенциала.

Пять шин второй группы предназначены для передачи двоичных интерфейсных сообщений, управляющих обменом информацией:

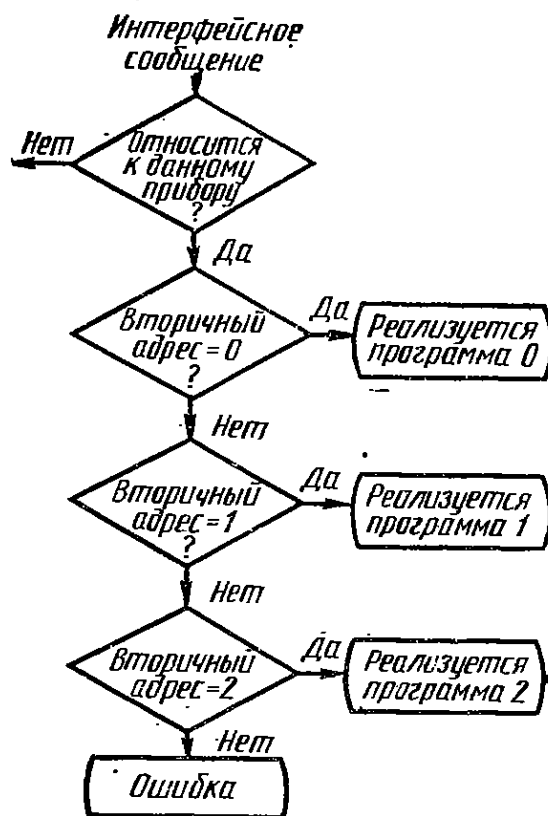


Рис. 16.9. Блок-схема идентификации первичных и вторичных адресов интерфейсом измерительных приборов

Шина IFC (сброс интерфейса) — присутствие сигнала на этой шине переводит интерфейс всех приборов в исходное состояние. Сигнал формирует контроллер.

Шина REN (дистанционное управление) — появление сигнала на этой шине переводит интерфейсы приборов в режим дистанционного управления. Сигнал формирует контроллер.

Шина ATN (внимание) — наличие сигнала на шине ATN означает присутствие на шинах данных интерфейсного сообщения (например, адреса), а его отсутствие — наличие на тех же шинах очередного байта измерительной информации (приборного сообщения). При наличии сигнала измерительный прибор находится в режиме ожидания.

Шина EOI (конец или идентификация) — сигнал обычно формируется измерительными приборами, реже контроллером. В первом случае появление сигнала свидетельствует об окончании передачи приборного сообщения; во втором — наличие сигнала означает необходимость сравнения приоритетов функциональных блоков. Подобная ситуация возникает при поступлении от одного из приборов заявки на обслуживание, связанное с прерыванием текущего процесса обмена информацией.

Шина SRQ (заявка на обслуживание)

— появление сигнала на шине свидетельствует о том, что в одном из функциональных блоков измерительной системы возникла ситуация, требующая специального обслуживания. Реакция контроллера зависит от приоритета, присвоенного данному блоку.

Три сигнальные шины третьей группы обеспечивают управление побайтной передачей информации в асинхронном режиме.

Шина DAV (данные подготовлены) — сигналом на этой шине измерительный прибор сообщает, что очередной байт данных поступил на шины передачи данных.

Шина NRFD (к приему данных не готов) — наличие сигнала означает, что приборы — приемники информации к приему новых

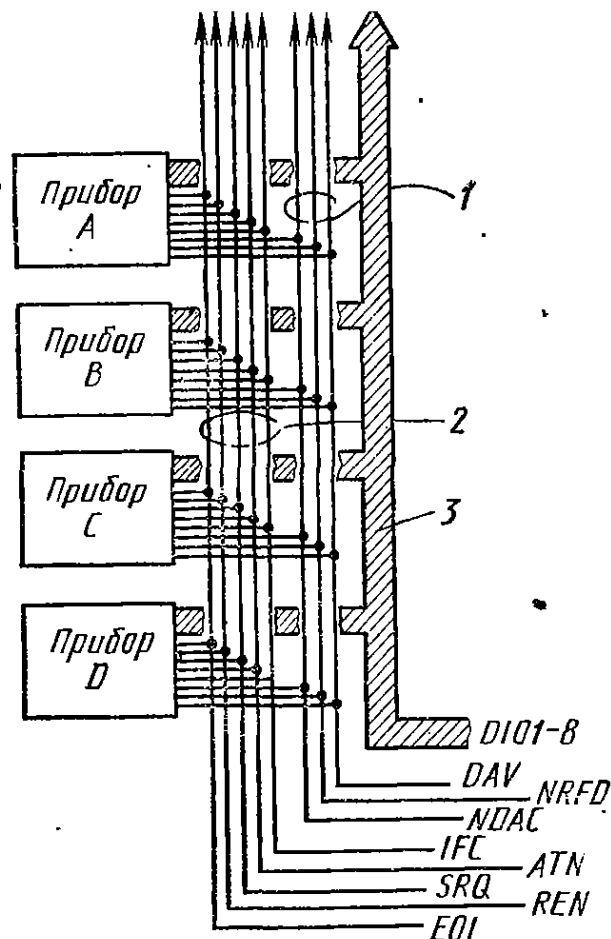


Рис. 16.10. Схема измерительной системы с общей магистралью МЭК:

1 — шины управления побайтной передачей данных; 2 — шины общего управления; 3 — шины передачи данных

данных не готовы. Сброс сигнала всеми приемниками служит сигналом к началу передачи очередного байта измерительной информации. После этого интерфейс измерительного прибора формирует сигнал на шине DAV.

Шина NDAC (прием данных не завершен) — сигнал блокирует возможность изменения байта информации, поданного на шины данных. Сброс сигнала всеми приборами — приемниками информации означает, что прием очередного байта информации завершен и на шины данных может быть подана новая информация.

Программное управление измерительным процессом, в том числе и управление обменом информации по магистрали, осуществляет контроллер. Контроллеры обычно создают на базе типовых микропроцессоров со специальным программным обеспечением. В их состав входят также цифровые индикаторы и электронно-лучевые дисплеи. Связь оператора с системой обеспечивается посредством буквенно-цифровой клавиатуры.

Рассмотрим процесс формирования измерительной системы, управление обменом информации по общей магистрали, а также работу интерфейса в целом.

Перевод приборного интерфейса в исходное состояние осуществляют командой IFC (сброс интерфейса), переданный по шине IFC. Затем следует команда ATN, означающая, что по шинам данных (DIO1-4) передается адресная информация. Обычно вначале передаются адреса приборов-приемников, а затем прибора — источника измерительной информации. Роль каждого прибора уточняется сигналами, передаваемыми по шинам DIO5 и DIO7. Если прибор (узел) может реализовать несколько программ, то одновременно с первичным посылается вторичное сообщение, определяющее требуемый алгоритм.

Аналогично передают команды о пределах измерений, параметрах генерируемых сигналов и т. д. На этом заканчивается формирование измерительной системы и начинается этап ее работы. Одновременно прерывается режим общего управления и вступает в действие механизм управления побайтной передачей данных.

Реализация программы измерений и обмена информацией начинается с момента сброса контроллером высокого уровня напряжения с шины ATN и продолжается до момента его восстановления. За это время система выполняет заданную программу измерений. При этом согласованная работа ее элементов обеспечивается командами управления побайтной передачей данных, что будет рассмотрено отдельно.

После завершения программы измерительный прибор одновременно с последним результатом измерения посылает сигнал EOI (конец передачи). По этому сигналу контроллер восстанавливает сигнал ATN и продолжает прерванный ранее режим общего управления.

Рассмотрим пример. Пусть измерительный прибор P посылает устройству Q побайтно результаты измерений 1, 2 и 3. Последовательность передаваемых сигналов представим табл. 16.3.

Таким образом, процедура общего управления интерфейсом/ обеспечивает формирование системы, а также передачу и прием результатов измерений.

Таблица 16/3

Источник сообщения	Сигналы на шинах управления	Сигналы на шинах данных
Контроллер »	ATN ATN	Адрес устройства Q Адрес прибора P
Прибор P » »	— — EOI	1-й } результаты 2-й } 3-й }
Контроллер »	ATN ATN	UNL (прием запрещен) UNT (передача запрещена)

Рассмотрим процесс асинхронной побайтной передачи сообщений по шинам данных (рис. 16.11). Допустим, что в исходном состоянии шины DIO1-8 свободны, шины ATN, DAV, NRFD имеют высокий, а шина NDAC — низкий потенциалы. Передача данных начинается сбросом высокого уровня потенциала с шины ATN. В этот момент измерительный прибор выполняет измерение, кодирует результат и выдает его на шины передачи данных. Затем интерфейс этого прибора формирует низкий уровень напряжения на

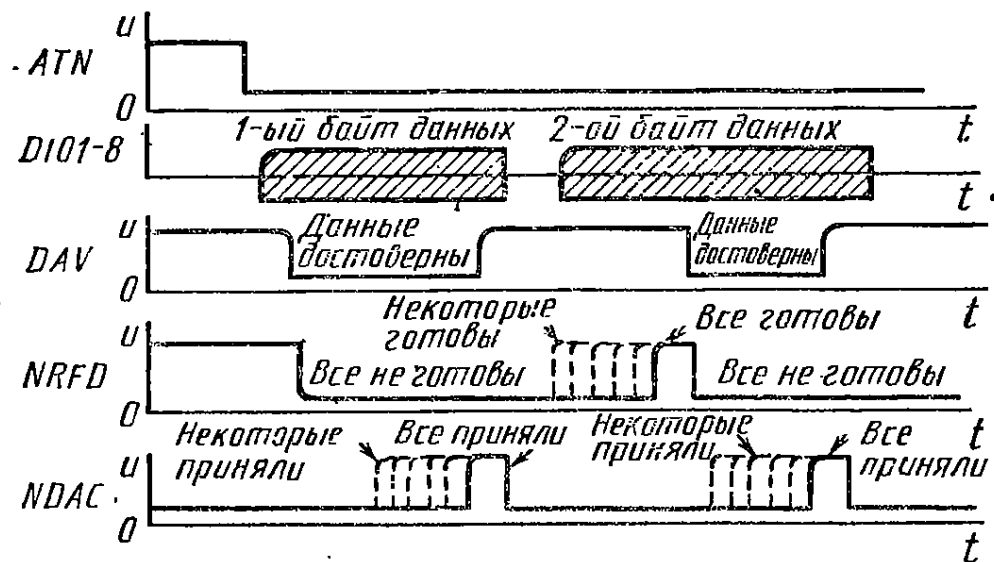


Рис. 16.11. Управление передачей измерительной информации по шинам данных интерфейса МЭК

шине DAV. По этому сигналу приборы-приемники сбрасывают высокий потенциал с шины NRFD и начинают считывание данных. Окончив его, каждый прибор-приемник формирует сигнал «Данные приняты». Так как выходы приборов объединяются логической схемой И, то высокий потенциал на шине NDAC появится лишь после окончания считывания данных всеми приборами. При этом интер-

фейс прибора — источника информации восстанавливает высокий потенциал на шине DAV, сбрасывает с шин старые данные и реализует очередное измерение. Однако передача нового байта информации задерживается до появления сигнала о готовности всех приборов к ее приему. В свою очередь, приборы-приемники по мере готовности формируют на входах схемы И напряжения высокого уровня. В момент завершения подготовки последним прибором на шине NRFD возникает потенциал высокого уровня. Соответственно интерфейс измерительного прибора формирует команду DAV, разрешающую считывание с шин данных нового байта измерительной информации.

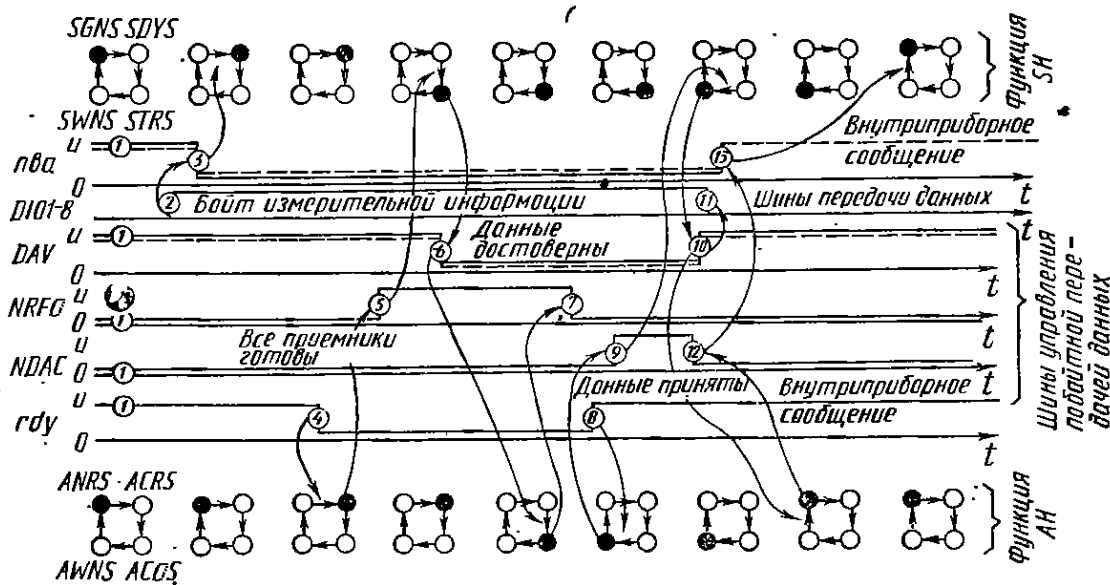


Рис. 16.12. Диаграммы потенциалов на шинах общей магистрали при асинхронной передаче измерительной информации

§ 16.5. Функционирование интерфейса при передаче измерительной информации

Рассмотрим взаимодействие общей магистрали, функциональных и интерфейсных частей приборов при измерении, передаче и приеме данных (результатов измерений). На рис. 16.12 совместно с временными диаграммами сигналов указаны текущие состояния интерфейсных функций АН и СН, обеспечивающих режим автоматического функционирования системы.

Отметим, что передача байта информационного или интерфейсного сообщения осуществляется одним и тем же способом, а связь функциональной и интерфейсной части прибора реализуется двумя внутриприборными сообщениями: rdy — к очередному приему готов; pba — подготовлен новый байт данных. *

Последовательность рассматриваемых операций дана на рис. 16.12 соответствующими цифрами.

* В дальнейшем черта сверху будет означать сообщение (сигнал), противоположное сообщению, присвоенному данному сочетанию букв. Например, rdy означает — к очередному приему не готов.

1. Пусть в исходном состоянии (сигнал \overline{pba}) данные к передаче не подготовлены, а приборы к обмену сообщениями не готовы (сигналы \overline{gdu} и \overline{NRFD}).

2. Функциональная часть прибора — источника сообщений — формирует очередной байт данных и выдает сигнал \overline{pba} .

3. С поступлением этого сигнала интерфейсная функция SH переходит в состояние \overline{SDYS} , которое сохраняется до появления на шине \overline{NRFD} сигнала \overline{NRFD} .

4. Приемник по сигналу \overline{gdu} переходит в состояние \overline{ACRS} и формирует сообщение о своей готовности к приему.

5. Когда функции АН всех приборов-приемников перейдут в состояние \overline{ACRS} , их сигналы \overline{NRFD} через схему И поступят на соответствующую интерфейсную шину.

6. При появлении сигнала \overline{NRFD} функция SH переходит в состояние \overline{STRS} (передача данных) и формируется сигнал \overline{DAV} .

7. При появлении сигнала \overline{DAV} функция АН приемников переходит в состояние \overline{ACDS} и их функциональная часть осуществляет прием данных. В этом же состоянии функции АН формируется сигнал \overline{NRFD} , которым приборы-приемники оповещают о завершении приема очередного байта и о неготовности к дальнейшему приему данных.

8. Функциональная часть прибора-приемника формирует сигнал \overline{gdu} , а функция АН переходит в состояние \overline{AWNS} (ожидание).

9. В состоянии \overline{AWNS} формируется сигнал \overline{NDAC} . При завершении формирования этого сигнала всеми приборами-приемниками сигнал \overline{NDAC} появляется на соответствующей шине магистрали.

10. При появлении сигнала \overline{NDAC} функция SH переходит в состояние \overline{SWNS} (ожидание). Одновременно формируется сигнал \overline{DAV} .

11. Функциональная часть измерительного прибора сбрасывает сигналы с шин данных и готовится к передаче очередного сообщения.

12. С получением сигнала \overline{DAV} функция АН переходит в состояние \overline{ANRS} (прибор к работе не подготовлен). При этом формируется сигнал \overline{NDAC} .

13. При поступлении сигнала \overline{pba} функция SH возвращается в исходное состояние \overline{SGNS} .

На этом завершается очередной цикл асинхронного обмена измерительной информацией. Система вновь готова к передаче очередного байта данных.

Для настройки интерфейсных систем используют приборы, называемые временными логическими анализаторами и логическими анализаторами состояний. Приборы позволяют записывать и воспроизводить на экране дисплеев фрагменты потоков данных и интерфейсных сообщений передаваемых

по шинам общей магистрали. Число параллельных каналов записи обычно составляет 8, 16 или 32.

Структурные схемы приборов включают: входные квантователи уровней исследуемых сигналов, временные дискретизаторы, систему параллельных регистров сдвига для записи двоичных сигналов (0 и 1), устройство управления записью и считыванием, генератор двоичных знаков (только анализатор состояний), а также дисплей на электронно-лучевой трубке. Временной анализатор дополнительно имеет внутренний генератор тактовых импульсов.

Принципиальное различие приборов состоит в том, что запись уровней напряжений в анализаторах состояний осуществляется строго синхронно с рабочими тактами исследуемой системы, тогда как во временных анализаторах моменты записи определяет внутренний генератор прибора, частота которого в 10—20 раз превосходит частоту тактовых импульсов системы. В результате временные анализаторы способны воспроизводить характер изменения напряжений и в промежутках между двумя соседними состояниями системы. Соответственно приборы первого типа называют синхронными, а второго — асинхронными.

Данные, записанные в регистрах сдвига временных анализаторов, воспроизводят на экранах дисплеев в виде соответствующего числа временных двухуровневых диаграмм напряжений одновременно для всех контролируемых шин. Выбор для записи фрагмента данных из общего потока осуществляется схемой сравнения информации, передаваемой по шинам с «триггерным» байтом, введенным в схему заранее. При этом возможна запись данных не только следующих за «триггерным» байтом, но и предшествующих ему. При наличии в устройстве управления временной задержки записываемый фрагмент данных может иметь произвольное расположение относительно «триггерного» слова. В результате появляется возможность наблюдения за последовательностью состояний как по ходу их естественного поступления так и наоборот. Временные анализаторы весьма полезны при настройке системы управления побайтной передачей результатов измерений (см. рис. 16.11).

Основными техническими характеристиками приборов являются: скорость записи в МГц, ширина записи (число параллельных каналов), и глубина записи, определяемая числом последовательных ячеек памяти в регистрах сдвига.

Применение логических анализаторов состояний предпочтительнее при контроле за процессом общего управления интерфейсом, за выполнением программ микропроцессорами, входящими в состав контроллера и измерительных приборов, а также за передачей сообщений по шинам данных. Эти приборы особенно необходимы при объединении аппаратной части и программного обеспечения во вновь спроектированных системах. Именно на этом этапе наиболее вероятны неполадки в системе из-за недостаточной согласованности в работе аппаратной и программной частей, разработанными специалистами разного профиля. Основное требование, предъявляемое к этим приборам, — наличие строгого соответствия между по-

казаниями и истинными состояниями исследуемой системы. Возможны четыре способа воспроизведения данных, записанных в памяти приборов.

1. В виде последовательности логических уровней напряжений, отдельно для каждой из контролируемых шин; наблюдаемое изображение напоминает набор двухуровневых осциллограмм;

2. В виде таблиц логических состояний, записанных цифрами различных систем счисления (двоичной, восьмеричной, десятиричной и шестнадцатиричной). При этом по горизонтали располагаются последовательность бит, образующих передаваемый байт, а по вертикали последовательность передаваемых байтов (слов.) Отметим, что табличное представление является формой изображения сигналов в пространстве данных. Подобное представление является весьма перспективным.

3. В виде карты состояний, при этом на экране отображается совокупность точек. Каждой точке соответствует определенное значение воспроизводимого байта. Численное значение байтов возрастает по строке слева направо, а по вертикали — сверху вниз. Благодаря высокой наглядности этот способ индикации данных облегчает поиск неисправностей в работе контролируемых систем.

4. В виде графа состояний, при этом порядковый номер состояния в последовательности отображается смещением точки по горизонтали слева направо, а численное значение байта, ее отклонением по вертикали.

Рассмотренные приборы находят применение при разработке и эксплуатации цифровых систем различного назначения с широким использованием микропроцессорной техники и стандартным интерфейсом.

В заключение отметим, что из-за ограничения числа средств измерений, подключаемых к общей магистрали стандартного интерфейса, желательно располагать измерительными приборами универсального типа. Необходимая универсальность обеспечивается МП, единственным из устройств, конкретное назначение которых определяется лишь после их изготовления, посредством введения соответствующих программ. В их числе должны присутствовать программы, реализующие вычисление среднеквадратического значения сигнала, корреляционных функций, законов распределения случайных величин, частотных спектров и т. д. Исходным материалом для всех вычислений служит один и тот же набор мгновенных значений измеряемого сигнала, введенный в ОЗУ. Так например, при измерении среднеквадратического значения сигнала следует воспользоваться алгоритмом, реализующим вычисления согласно следующей формуле:

$$u_{\text{ср кв}} \approx \sqrt{1/N \sum_{i=1}^N [u(i\Delta t)]^2},$$

где $u(i\Delta t)$ — мгновенные значения напряжения $u(t)$ в момент i -той

выборки (i -го запуска АЦП); N — общее количество дискретных выборок, используемых для вычислений $u_{\text{ср кв}}$, Δt — интервал времени между двумя соседними выборками.

Аналогичным путем при использовании в структурной схеме прибора МП, ОЗУ и ЦАП могут быть созданы универсальные генераторы измерительных (стимулирующих) сигналов произвольной формы и частоты. Форма сигналов в виде последовательности дискрет записывается в память и с помощью ЦАП преобразуется в последовательность аналоговых значений. Частота колебаний определяется скоростью считывания дискрет и может меняться в широких пределах.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Электро- и радиоизмерительные приборы являются технической основой научно-исследовательской, опытно-конструкторской и производственной базы современной радиоэлектроники, вычислительной техники и средств автоматизации. Почти половина всех затрат человеческого труда в отмеченных областях техники приходится на операции, связанные с регулировкой, настройкой и контролем. Достижения в измерительной технике во многом определяют не только экономию трудовых затрат, но одновременно экономию энергетических и материальных ресурсов.

Дальнейшее повышение технического уровня радиоэлектронной аппаратуры невозможно без совершенствования средств измерений.

Расширение функциональных возможностей и улучшение метрологических характеристик приборов неразрывно связаны с разработкой новых и совершенствованием известных методов измерений, улучшением характеристик элементной базы, совершенствованием схемотехнических решений, улучшением конструкции и технологии изготовления.

Совершенствование элементной базы предусматривает: расширение предельных значений параметров радиоэлементов; увеличение степени интеграции, в первую очередь реализацию аналоговых узлов цифровых приборов в виде интегральных микросхем; повышение надежности приборов и уменьшение энергопотребления.

Особенно перспективно использование в измерительных приборах и системах элементов вычислительной техники и прежде всего микропроцессоров (МП). МП могут выполнять сложную математическую обработку и анализировать измерительную информацию. При этом процесс измерений возможен в диалоговом режиме. Кроме того, МП освобождают оператора от выполнения вспомогательных операций, позволяя ему сосредоточить внимание на главном.

Материал, изложенный в учебном пособии, посвящен рассмотре-

нию методов и средств электро- и радиотехнических измерений с учетом перспектив их совершенствования.

Вместе с тем в связи с развитием и большой значимостью сложных систем и комплексов, усложнением и многообразием радиооборудования объектов перед измерительной техникой возникают новые задачи. Так, объединение приборов в комплексы повышает эффективность радиотехнических измерений. Подобные комплексы сокращают сроки создания и отладки аппаратных и программных средств при совместной работе инженеров — разработчиков и программистов. В состав подобных комплексов входят анализаторы временных диаграмм с охватом большого числа контролируемых точек, анализаторы логических состояний, системы разработки программ, дисплеи и т. д. Комплексы позволяют проверять взаимодействие отдельных устройств и программного обеспечения, регистрировать и анализировать временные диаграммы и логические состояния, выдавать описание событий, приведших к вынужденной остановке реализуемой программы, и т. д.

Эти вопросы не нашли отражения в учебном пособии и являются предметом самостоятельного рассмотрения.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Коэффициенты Стьюдента ξ , удовлетворяющие уравнению $P=2S(N-1, \xi)$

N	Значения доверительной вероятности								
	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	0,95	0,98	0,99	0,999
2	1,000	1,376	1,963	3,078	6,314	12,706	31,821	63,657	636,619
3	0,816	1,061	1,336	1,886	2,920	4,303	6,965	9,925	31,598
4	0,765	0,978	1,250	1,638	2,353	3,182	4,541	5,841	12,941
5	0,741	0,941	1,190	1,533	2,132	2,776	3,747	4,604	8,610
6	0,727	0,920	1,156	1,476	2,015	2,571	3,365	4,032	6,859
7	0,718	0,906	1,134	1,440	1,943	2,441	3,143	3,707	5,959
8	0,711	0,896	1,119	1,415	1,895	2,365	2,998	3,499	5,405
9	0,706	0,889	1,108	1,397	1,860	2,306	2,896	3,355	5,041
10	0,703	0,883	1,100	1,383	1,833	2,262	2,821	3,250	4,781
11	0,700	0,879	1,093	1,372	1,812	2,228	2,674	3,169	4,587
12	0,697	0,876	1,088	1,363	1,796	2,201	2,718	3,106	4,487
13	0,695	0,873	1,083	1,356	1,782	2,179	2,681	3,055	4,318
14	0,694	0,870	1,079	1,350	1,771	2,160	2,650	3,912	4,221

ЛИТЕРАТУРА

1. Электрорадиоизмерения/В. И. Винокуров, С. И. Каплин, В. П. Маланченко, И. Г. Петелин; Под ред. В. И. Винокурова:—М.: Высшая школа, 1976.
2. Дворяшин Б. В., Кузнецов Л. И. Радиотехнические измерения.—М.: Сов. радио, 1978.
3. Электрические измерения/Под ред. А. В. Фремке и Е. М. Душина.—Л.: Энергия, 1980.
4. Бурдун Г. Д., Марков Б. Н. Основы метрологии.—М.: Изд-во стандартов, 1975.
5. Справочник по электроизмерительным приборам/Под ред. К. К. Илюнина.—Л.: Энергия, 1977.
6. Справочник по радиоизмерительным приборам/Под ред. В. С. Насонова.—М.: Сов. радио, 1976, т. 1; 1977, т. 2; 1979, т. 3.
7. Гришанов А. А., Кондюкова Е. И., Редькин Б. Е. Интегрирующие цифровые вольтметры.—М.: Энергия, 1981.
8. Балашов Е. П., Пузанков Д. В. Микропроцессоры и микропроцессорные системы.—М.: Радио и связь, 1981.
9. Науман Г., Майлинг В., Щербина А. Стандартные интерфейсы для измерительной техники.—М.: Мир, 1982.
10. Иванов В. И., Аксенов А. И., Юшин А. М. Справочник. Полупроводниковые оптоэлектронные приборы.—М.: Энергоатомиздат, 1984.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Автоматизация измерений мощности СВЧ** 203, 210
- параметров микросхем 271
 - осциллографических измерений 137
- Автоматический частотомер** 327
- Алгоритмы программного управления ЦВ** 193
- развертывающего уравнивания напряжения 193
 - следящего уравнивания напряжения 193, 194
- Анализ параллельный** 223
- последовательный 223
 - распределения вероятностей 240
 - спектра импульсных напряжений 232
- Аттенюаторы** 207
- Блок-схема алгоритма вычисления мощности** 322
- Болометры** 204
- Быстродействие** 15
- Ваттметры** 197
- на «горячих» носителях зарядов в полупроводниках 216
 - панорамные 206
 - пондеромоторные 215, 220
 - проходящей мощности СВЧ 212
- Вольтметры цифровые** 188
- прямого преобразования 189
 - уравнивающего преобразования 192
 - развертывающего преобразования 189, 193
 - следящего преобразования 189, 193
- Время анализа**
- воспроизведения 119
 - сохранения записи 119
- Генераторы измерительные** 78
- высоких частот 87
 - звуковых частот 80
 - импульсов 96
 - инфранизких частот 83
 - качающейся частоты 94
 - псевдослучайных последовательностей 101
 - сверхвысоких частот 92
 - специальной формы 101
- функциональные 102
 - шумовых сигналов 103
- Государственный эталон частоты и времени СССР** 141
- Данных пространство** 342
- Детекторные головки** 281, 321
- Децибел** 196
- Диапазон измерения** 14
- Дисперсия** 326
- Дисплей** 325, 326
- Добротность** 288
- Измерение γ**
- абсолютное 10
 - косвенное 10
 - относительное 11
 - прямое 10
- Измерители амплитудно-частотных характеристик** 274
- импульсных характеристик 274
 - мощности в цепях переменного тока 196
 - лазерного излучения 217
 - СВЧ 200, 202, 217
 - параметров интегральных микросхем 269
- Измерительный преобразователь** 8, 39, 46, 48, 54, 141
- прибор 8
- Измерительная система** 8
- установка 8
- Интерфейсные системы** 46, 330, 336
- Калориметрические измерители мощности** 201, 218
- Квадраторы** 197
- Класс точности** 14
- Комплексы измерительно-вычислительные** 329
- Коррелограф** 244
- Коррелометр** 244
- с перемножением 245
 - функциональный 246
 - цифровой 247
- Корреляционный измеритель импульсных характеристик** 289
- Коэффициент бегущей волны** 297
- нелинейности развертки 125
 - ослабления 310
 - отражения 300, 308, 311

- преобразования 210
- стоячей волны 297
- Куметр 266
- Лазерное излучение 217
- Линия измерительная 292
- Логический анализатор временной 340
 - состояний 340
- Логометр 61, 74
 - магнитоэлектрической системы 74
 - электродинамический 75
- Математическое ожидание 17, 323
- Матрица рассеяния волновая 305
 - передачи волновая 305
- Мера 8, 33
- Метод замещения 10
 - измерения 9
 - непосредственной оценки 8
 - сравнения 8, 33
 - с мерой 8
- Метрология 7
- Метрологические характеристики средств измерения 14
- Механизм измерительный 59
 - магнитоэлектрический 65
 - электродинамический 69
- Микропроцессоры 321, 325, 329, 342
 - для измерения мощности 199
- Микросхемы интегральные 36, 270
- Мосты автоматические цифровые 260
 - трансформаторные 259
- Мостовые схемы 34, 207, 256, 259
- Мультиметры цифровые 196
- Надежность 15
- Направленный ответвитель 212
- Нормальное распределение случайных погрешностей 17
- Образцовое средство измерений 11
- Омметры 60, 254, 255
 - логометрические 255
- Осциллограф электронный 114
 - запоминающий 114, 133
 - скоростной 114, 134
 - стробоскопический 114, 134
 - универсальный 114
 - характеристики технические 128
- Относительные единицы измерений 196
- Оценка погрешности измерения выборочная 239
 - интервальная 28
 - точечная 27
- Погрешность абсолютная 13
 - дискретизации 49, 151, 169
 - дополнительная 14
 - инструментальная 17
- метода измерения 17, 237, 339
- основная 13
- относительная 13
- приведенная 13
- систематическая 17
- случайная 17
- Преобразователи аналого-цифровые 39, 48, 141
 - интегрирующие 50
 - цифро-аналоговые 54
 - кода (дешифраторы) 39
- Поверочные схемы 12
- Правило трех сигм 29
- Приборы аналоговые 8
 - показывающие 61
 - регистрирующие 62
 - самопишущие 75
 - цифровые 38
- Рабочие средства измерений 11
- Разрешающая способность 227
 - динамическая 227
 - статическая 227
- Реализация случайного процесса 237
- Резонансный способ измерения 34, 262
- Рефлектометры 213, 320, 321
- Сигнал измерительной информации 38
- Системы электроизмерительных приборов 60
- Синтезаторы частоты 78
- Среднеквадратическое отклонение 31
- Средства измерений 7
- Стандартный интерфейс 330
- Стенды электроизмерительные 270
- Схема сравнения 36
- Таблица кодирования измерительной информации 334
- Термистор 205
- Термисторная камера 206
- Термопары 211
- Тестеры 68
- Трубки осциллографические электронно-лучевые 115
 - запоминающие 118
 - бегущей волны 118
- Умова-Пойнтинга теорема 200, 215
- Управление интерфейсом 338
- Уравнение шкалы 62
- Усилитель операционный 198
- Устройство отсчетное аналоговое 59, 62, 64
 - цифровое 38
- Фазовая автоподстройка частоты 109, 157
- Фазометры с коммутацией 170
 - среднего назначения 169
 - с фазовым детектором 165
 - цифровые 167

- Фортран-программа** 322
- Фотоэлектрические измерители** 219
- Функции интерфейсные** 332
- Фурье преобразование** 61, 252
 - быстрое 234
 - дискретное 324
- Холла преобразователь** 214
 - э. д. с. 213
- Цифровые вольтметры переменного напряжения** 195
 - со встроенными МП 328
 - измерители временных интервалов 158
 - отсчетные устройства на светодиодных матрицах 40
- Частота дискретизации** 199
- Частотомеры с гетеродинным переносом частоты** 157
 - с дискретным преобразованием измеряемой частоты 156
 - резонансные 143
 - цифровые 142, 148
- Чувствительность** 14, 66, 116, 226
 - схем сравнения 36
- Шины интерфейсные** 336
- Экранирование** 70
- Эффект «горячих» носителей зарядов в полупроводниках** 212
 - электрооптический обратный 221

ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
Предисловие	3
Введение	5
Глава 1. Основные сведения о метрологии, измерениях и средствах измерений	7
§ 1.1. Измерение физических величин	7
§ 1.2. Средства измерений	7
§ 1.3. Характеристики измерений и их виды	9
§ 1.4. Обеспечение единства измерений	11
§ 1.5. Особенности измерений в радиоэлектронике	12
§ 1.6. Основные характеристики средств измерений	13
§ 1.7. Структурные схемы средств измерений	15
Глава 2. Обработка результатов измерений	17
§ 2.1. Погрешность измерения	17
§ 2.2. Прямое однократное измерение	25
§ 2.3. Прямое многократное измерение	27
§ 2.4. Косвенное измерение	29
Глава 3. Измерительные схемы общего назначения	33
§ 3.1. Реализация метода сравнения	33
§ 3.2. Чувствительность схем сравнения	36
§ 3.3. Принципы построения цифровых измерительных приборов	38
§ 3.4. Измерительные преобразователи	46
§ 3.5. Методы подавления помех при измерениях	56
Глава 4. Электромеханические измерительные приборы	59
§ 4.1. Общие сведения	59
§ 4.2. Конструкции основных узлов	62
§ 4.3. Магнитоэлектрические измерительные приборы	65
§ 4.4. Электродинамические измерительные приборы	69
§ 4.5. Логометры	74
§ 4.6. Самопишущие приборы	75
Глава 5. Измерительные генераторы и синтезаторы частоты	78
§ 5.1. Измерительные генераторы	78
§ 5.2. Генераторы сигналов низкочастотные	80
§ 5.3. Генераторы сигналов высокочастотные	87
§ 5.4. Генераторы качающейся частоты	94
§ 5.5. Генераторы импульсов и сигналов специальной формы	96
§ 5.6. Генераторы шумовых сигналов	103
§ 5.7. Синтезаторы частоты и генераторы на их основе	105
Глава 6. Электронный осциллограф	114
§ 6.1. Назначение, классификация и основные устройства осциллографов	114
§ 6.2. Структурная схема универсального осциллографа	125
§ 6.3. Основные технические характеристики осциллографа	128
	349

	Стр.
§ 6.4. Техника осциллографических измерений	130
§ 6.5. Запоминающие, скоростные и стробоскопические осциллографы	133
§ 6.6. Автоматизация осциллографических измерений	137
Глава 7. Измерение частоты и интервалов времени	141
§ 7.1. Осциллографический способ сравнения частот	141
§ 7.2. Резонансные частотомеры	143
§ 7.3. Цифровые частотомеры	148
§ 7.4. Измерители интервалов времени	158
Глава 8. Измерение фазового сдвига	161
§ 8.1. Осциллографические измерения	161
§ 8.2. Компенсационные измерения	164
§ 8.3. Фазометры с преобразованием фазового сдвига	165
§ 8.4. Цифровые фазометры	167
§ 8.5. Измерение фазового сдвига с преобразованием частоты	172
Глава 9. Измерение напряжения	174
§ 9.1. Общие вопросы измерений	174
§ 9.2. Построение электронных вольтметров аналогового типа	175
§ 9.3. Измерение среднеквадратического значения напряжения	181
§ 9.4. Особенность измерения импульсных и высокочастотных напряжений	184
§ 9.5. Цифровые вольтметры	188
Глава 10. Измерение мощности	196
§ 10.1. Измерение мощности в цепях постоянного и переменного тока	196
§ 10.2. Калориметрический измеритель мощности СВЧ	201
§ 10.3. Измерители малой мощности СВЧ	204
§ 10.4. Ваттметры проходящей мощности	212
§ 10.5. Измерение мощности лазерного излучения	217
Глава 11. Анализ спектров. Измерение коэффициента нелинейных искажений	222
§ 11.1. Построение анализаторов спектра	222
§ 11.2. Измерение параметров спектра	225
§ 11.3. Основные характеристики анализатора спектра	226
§ 11.4. Особенности исследования спектров	230
§ 11.5. Сокращение времени спектрального анализа	234
§ 11.6. Измерение нелинейных искажений	235
Глава 12. Измерение характеристик случайных процессов	237
§ 12.1. Особенности измерений	237
§ 12.2. Оценка распределения вероятностей	239
§ 12.3. Оценка функций корреляции	244
§ 12.4. Построение цифровых коррелометров	247
§ 12.5. Измерение коэффициента корреляции по диаграмме разброса	250
§ 12.6. Особенности оценки спектральной плотности	252
Глава 13. Измерение параметров компонентов цепей и устройств	254
§ 13.1. Измерение активных сопротивлений	254
§ 13.2. Мостовые схемы для измерения параметров компонентов	256
§ 13.3. Резонансные схемы для измерения параметров компонентов	261
§ 13.4. Измерение добротности. Куметр	266
§ 13.5. Особенности измерения параметров и характеристик интегральных микросхем	269
Глава 14. Измерение амплитудно-частотных и импульсных характеристик	274
§ 14.1. Общие сведения	274
§ 14.2. Структурные схемы измерителей АЧХ	275

	Стр.
§ 14.3. Устройство измерителей АЧХ	277
§ 14.4. Измерение частот на экране измерителей АЧХ	282
§ 14.5. Динамические погрешности измерителей АЧХ	284
§ 14.6. Применение измерителей АЧХ	286
§ 14.7. Корреляционный измеритель импульсных характеристик	289
Глава 15. Измерение параметров и характеристик СВЧ-устройств	292
§ 15.1. Устройство измерительных линий	292
§ 15.2. Измерение коэффициента стоячей волны, коэффициента отражения и полного сопротивления нагрузки	297
§ 15.3. Измерение параметров рассеяния четырехполюсных СВЧ-устройств	305
§ 15.4. Измерение ослабления четырехполюсных СВЧ-устройств	310
§ 15.5. Автоматизация измерений на СВЧ	313
Глава 16. Автоматизированные измерительно-вычислительные комплексы и интерфейсные системы	321
§ 16.1. Автоматизация измерений на основе микропроцессоров	321
§ 16.2. Измерительно-вычислительные комплексы	329
§ 16.3. Интерфейсная часть измерительных приборов	331
§ 16.4. Интерфейс измерительных систем	334
§ 16.5. Функционирование интерфейса при передаче измерительной информации	339
Заключение	343
Приложение	344
Литература	345
Предметный указатель	346

**Виктор Иванович Винокуров,
Сергей Иванович Каплин,
Игорь Георгиевич Петелин**

ЭЛЕКТРОРАДИОИЗМЕРЕНИЯ

Зав. редакцией *Л. А. Романова*. Редактор *Е. А. Орехова*. Младший редактор *И. А. Исаева*. Художественный редактор *Т. М. Скворцова*. Обложка художника *А. И. Шаварда*. Технический редактор *Л. А. Григорчук*. Корректор *Г. И. Кострикова*

ИБ № 5396

Изд. № Эр—391. Сдано в набор 21.10.85. Подп. в печать 21.02.86. Т—02878.
Формат 60×90¹/₁₆. Бум. тип. № 3. Гарнитура литературная. Печать высокая.
Объем 22 усл. печ. л. 22 усл. кр.-отт. 22,87 уч.-изд. л.
Тираж 40 000 экз. Зак. № 1928. Цена 1 р. 10 к.

Издательство «Высшая школа», 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14.

Московская типография № 8 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, 101898, Москва, Центр, Хохловский пер. 7.