

**МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО  
ОБРАЗОВАНИЯ РЕСПУБЛИКИ УЗБЕКИСТАН  
ЦЕНТР СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО,  
ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ**

**М. К. ХОДЖАЕВ**

# **ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА**

*Учебное пособие для профессиональных колледжей*

Ташкент – «ILM ZIYO» – 2016

УДК 620.1.08(075.32)

КБК 30.10

X-69

*Рекомендовано к изданию Советом по координации  
деятельности научно-методических объединений высшего  
и среднего специального, профессионального образования.*

*Рецензенты:* **С. А. Абдугафурова** – заведующий кафедрой «Специальные предметы» Ташкентского профессионального колледжа Радиотехники и автоматики;  
**Р. С. Хайтмухаммедов** – преподаватель ТПКРиА;  
**А. Т. Каримов** – директор ООО «Asia Energomera».

Учебное пособие состоит из девяти глав, где рассмотрены основные вопросы метрологии и стандартизации, методы и методики погрешности измерений.

Также большое внимание уделено электрическим измерительным приборам широкого применения, аналоговым и цифровым, рассмотрены вопросы измерения силы тока, мощности, напряжения сложной формы, шумового напряжения, импульсных и высокочастотных напряжений.

Изложены основы измерительных генераторов, измерительных мостов, вопросы измерения сопротивления, индуктивности и емкости.

Подробно описаны устройства, принцип действия измерителей фазы и форм сигналов изучения спектра импульсных, периодических и сложных сигналов, измерения электрических параметров, амплитудно-частотных характеристик.

Учебное пособие предназначено для учащихся профессиональных колледжей.

ISBN 978-9943-16-230-3

© М.К. Ходжаев, 2016.

© Издательский дом «ILM ZIYO», 2016.

---

## ВВЕДЕНИЕ

Еще в глубокой древности люди осознавали необходимость измерения времени, расстояний, размеров и веса предметов. Развитие человеческого общества сопровождалось созданием и совершенствованием измерительных приборов и методов. Сегодня ни одна сфера человеческой деятельности немыслима без разнообразных измерений. Фактически любой научный эксперимент представляет собой измерение тех или иных величин. «Наука начинается с тех пор, как начинают измерять».

В настоящее время резко возросло значение измерений как источника объективной информации о величинах, характеризующих эффективность и качество производственных процессов, состояние и свойства исследуемых объектов. Поэтому к методам и средствам измерений предъявляются повышенные требования в отношении точности измерений, быстродействия измерительных приборов, возможности их работы в автоматическом режиме, повышения надежности, уменьшения массы и габаритов, экономичности питания. Такие требования привели к разработке и промышленному производству средств измерений, основанных на новой элементной базе, – микроэлектронных элементах и интегральных схемах. Однако в эксплуатации находятся сотни тысяч электро- и радиоизмерительных приборов, работающих на старой элементной базе.

Правительство Республики Узбекистан уделяет огромное внимание вопросам метрологии и стандартизации. Так, 28.12.1993 года за №1004-ХII был принят Закон Республики Узбекистан «О метрологии», который предусматривает:

осуществление единой государственной политики в области метрологии;

осуществление государственного метрологического контроля и надзора;

принятие нормативных актов по вопросам метрологии, в том числе совместно с другими государственными органами управления,

имеющих обязательную силу на всей территории Республики Узбекистан;

подготовка научных и инженерных кадров в области метрологии; осуществление контроля за соблюдением международных договоров Республики Узбекистан в области метрологии и многое другое.

Нелегко поверить, что до 1971 года человечество не знало микропроцессора – самого выдающегося достижения электроники после изобретения транзистора. А сегодня микропроцессоры прочно вошли в нашу жизнь, и буквально с каждым днем открываются все новые и новые возможности их применения. Сейчас уже трудно назвать такие области техники или научных исследований, в которых бы не использовались микропроцессоры.

По широте и эффективности микропроцессоров одно из первых мест занимает контрольно-измерительная техника. Все нарастающее распространение они получают в системах управления, технике связи, радиотехнике, электронике, медицинской диагностической и лечебной аппаратуре, сфере обслуживания.

Проникновение микропроцессоров в измерительную технику во много раз повысило точность приборов, значительно расширило их функциональные возможности, упростило управление работой, повысило надежность, быстродействие, открыло пути решения задач, которые ранее не решались.

---

# ГЛАВА I

## ОСНОВЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРЕНИЙ

### 1.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Измерение величин требует наличия системы единиц, которая была бы точной, надежной, доступной для понимания и применения. Механика была первой из наук, где применялись единицы измерения, а такая единица, как секунда, вошла в жизнь задолго до принятия в 1799 году во Франции метрической системы мер. В прошлом существовало несколько вариантов систем единиц, как, например, метр, грамм, секунда и миллиметр, миллиграмм, секунда, но постепенно общепринятой стала система СГС (сантиметр, грамм, секунда). Затем была разработана система МКС (метр, килограмм, секунда).

Ученые, работавшие в области исследования электрического поля, вскоре поняли, что им также необходима система универсальных единиц. В 1832 году Карл Гаусс измерил напряженность магнитного поля Земли, выразив ее через длину, силу, массу и время, и ввел первый фундаментальный набор единиц. Фридрих Кольрауш в 1849 году измерил в вышеуказанных единицах сопротивление. Вильгельм Вебер в 1851 году впервые ввел полную систему электрических единиц. Они определены через механические единицы и служат основой современной системы электрических единиц.

В согласованной системе единиц взаимосвязь между различными единицами не предусматривает каких-либо коэффициентов преобразования. Система единиц строится из основных и производных единиц. Основные единицы образуют минимальный набор независимых исходных единиц, а производные единицы представляют собой комбинацию основных единиц. Иногда в случае широкого использования производной единицы ей присваивают собственное название.

Кроме самих единиц, стандартизованы названия единиц и их обозначения. Это дает возможность ученым иметь универсальный язык и записывать с его помощью формулы, понятные во всем мире.

В 1960 году 11-я Генеральная конференция по мерам и весам утвердила Международную систему единиц (систему СИ). Система СИ (**Systemsinternational**) включает в себя систему единиц МКС (механические единицы) и систему МКСА или систему Джорджи (электрические единицы). В систему СИ предложено включить шесть основных величин: 1) длина в метрах, 2) масса в килограммах, 3) время в секундах, 4) температура в градусах Кельвина, 5) ток в амперах, 6) сила света в канделах. На конференции 1967 года название эталонной единицы температура «градус Кельвина» было заменено на «кельвин». В 1971 году была принята седьмая основная величина для определения количества вещества – моль.

Опираясь на основные единицы системы СИ, можно вывести другие единицы. В качестве символов, обозначающих величины, представлены те, которые наиболее часто встречаются в научных формулах, их не следует путать с обозначениями самих единиц. Так, например, ток в 10 ампер часто записывается как  $I = 10 \text{ А}$ .

Кроме этого, в таблице перечислены приставки, используемые для обозначения десятичных кратных и дольных единиц. Следует проявить особую осторожность, чтобы не спутать дольную приставку с символом самой единицы. Например,  $\text{м} \cdot \text{Н}$  представляет собой произведение метра на ньютон, в то время как  $\text{мН}$  является обозначением миллиньютон. Для обозначения некоторых величин обычно используют греческий алфавит.

Учитывая, что наш курс изучает электрические величины, рассмотрим таблицы основных единиц, производные единиц электрических величин, производные единиц магнитных величин, множители и приставки для образования десятичных кратных и дольных единиц. В целях сокращения информации таблицы приведены не полностью.

Таблица 1.1

### Основные единицы

Величина	Символы	Наименование	Обозначение	Размерность
Длина	$l$	Метр	м	L
Масса	M	Килограмм	кг	M
Время	T	Секунда	с	T
Электрический ток	I	Ампер	A	I
Температура	T, $\Theta$	Кельвин	K	$\Theta$
Сила света	J	Кандела	кд	I
Количество	N	моль	mol	Моль

Таблица 1.2

## Производные единиц электрических величин

Величины	Символ	Наименование единиц	Обозначение единиц
Количество электричества	Q	Кулон	Кл
Диэлектрическая проницаемость	$\epsilon_0$	Фарад на метр	ф/м
Электрический потенциал	V	Вольт	В
Емкость	c	Фарада	Ф
Сопротивление	R	Ом	Ом
Удельное сопротивление	$\rho$	Ом • метр	Ом • м
Проводимость	G	Сименс	См
Удельная проводимость	$\gamma$	Сименс на метр	См/м
Плотность тока	I	Ампер на квадратный метр	А/м <sup>2</sup>
Реактивное сопротивление	X	Ом	Ом
Электрическая мощность	P	Ватт	Вт
Электрическая энергия	W, U	Джоуль	Дж

Таблица 1.3

## Производственные единицы магнитных величин

Величины	Символы	Наименование единиц	Обозначение единиц
Напряженность магнитного поля	H	Ампер на метр	А/м
Магнитный поток	$\Phi$	Вебер	Вб
Магнитная индукция	B	Тесла	Т
Магнитная проницаемость	$\mu$	Генри на метр	Г/м
Индуктивность	L	Генри	Г
Взаимная индуктивность	M	Генри	Г
Намагниченность	I	Ампер на метр	А/м
Число витков	N, n	–	–
Коэффициент потерь на гистерезис	$k_H$	–	–

**Множители и приставки для образования десятичных кратных и дольных единиц**

<b>Множители</b>	<b>Наименование приставки</b>	<b>Обозначение приставки</b>
$10^{18}$	Экза	Э
$10^{15}$	Пета	П
$10^{12}$	Тера	Т
$10^9$	Гига	Г
$10^6$	Мега	М
$10^3$	Кило	к
$10^2$	Гекто	г
10	Дека	да
$10^{-1}$	Деци	д
$10^{-2}$	Санتي	с
$10^{-3}$	Милли	м
$10^{-6}$	Микро	мк
$10^{-9}$	Нано	н
$10^{-12}$	Пико	п
$10^{-15}$	Фемто	ф
$10^{-18}$	Атто	а

Чтобы справиться с разнообразными проблемами измерений, надо освоить ряд общих принципов их решения, нужна единая научная и законодательная база, обеспечивающая высокое качество измерений независимо от того, с какой целью их проводят. Такой базой является метрология.

Согласно международным рекомендациям, **метрология** – наука об измерениях, методах и средствах обеспечения их единства и способах достижения требуемой точности.



Основной целью метрологии является извлечение количественной информации о свойствах объектов и процессов с заданной точностью и достоверностью.

**Средства метрологии** – совокупность средств измерений, метрологических стандартов, обеспечивающих их рациональное использование.

Основными задачами метрологии являются:

- Обеспечение единства измерений;
- Установление единиц физических величин;
- Обеспечение единообразия средств измерений;
- Установление эталонов рабочих (**рабочие эталоны** периодически сверяются с вторичными эталонами), **вторичные эталоны** хранятся в различных лабораториях отрасли производства (вторичные эталоны периодически можно отсылать в национальные метрологические лаборатории – для контроля и калибровки. Из национальной лаборатории вторичные эталоны возвращаются со свидетельством, в котором указываются результаты сравнения с первичным эталоном), **первичные** (национальные) **эталон**ы хранятся в национальных лабораториях различных стран. Сами первичные эталоны калибруются в национальных лабораториях путем проведения абсолютных измерений, международный эталон представляет собой соответствующую единицу, которая воспроизводится с максимально возможной точностью;

- Установление номенклатуры, методов нормирования, оценки и контроля показателей точности результатов измерений и метрологических характеристик средств измерений;

- Разработка оптимальных принципов, приемов и способов обработки результатов измерения и методов оценки погрешностей;

- Обеспечение единства измерений;
- Выражение результатов измерений в указанных единицах;
- Установление допускаемых погрешностей результатов измерений и пределов, за которые они не должны выходить при заданной вероятности.

## 1.2. ИЗМЕРЕНИЯ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

В теории и практике измерений для количественного описания различных свойств, процессов и физических тел используют понятие величины.

**Физические свойства и величины.** Любой объект окружающего мира характеризуется своими свойствами. **Свойство** – философская категория и по своей сути – категория качественная.

**Величина** – свойство чего-либо, которое может быть выделено среди других свойств и оценено тем или иным способом, в том числе количественно.

**Физическая величина** – свойство физических объектов, присущее в качественном отношении многим объектам, но в количественном отношении индивидуальное для каждого из них. Числовое значение результата измерения зависит от выбора единицы физической величины.

Физические величины делят на:

- измеряемые (их можно выразить количественно определенным числом установленных единиц измерений);
- оцениваемые (приписывание данной физической величине определенного числа принятых для нее единиц, проведенные по установленным правилам).

Чтобы детально изучить физические величины, их следует каким-либо образом классифицировать, выявив общие метрологические особенности и признаки отдельных групп. Ниже приведено одно из часто используемых классификаций физических величин.

Анализ величин позволяет делить их на идеальные и реальные.

**Идеальные величины** главным образом относятся к области математики и являются обобщением (моделью) конкретных реальных понятий. Они вычисляются определенным способом.

**Реальные величины**, в свою очередь, делятся на физические и не физические.

**Физическая величина** в общем случае может быть определена как величина, свойственная некоторым материальным объектам (процессам, явлениям, материалам), изучаемым в естественных (физика, химия) и различных технических науках.

К **нефизическим** следует отнести величины, присущие общественным (нефизическим) наукам – философии, социологии, экономике и т. д.

По видам явлений физические величины делят на следующие группы:

- Энергетические (активные);
- Вещественные (пассивные);
- Характеризующие временные процессы (спектральные характеристики, корреляционные функции и др.)

По принадлежности к различным группам физических процессов практически все указанные физические величины принято делить на:

- Пространственно-временные;
- Механические;
- Тепловые;
- Электрические;
- Магнитные;
- Акустические;
- Физико-химические;
- Световые;
- Ионизирующего излучения;
- Атомной физики;
- Ядерной физики.

По степени условной независимости от других величин данной группы физические величины бывают основными, производственными и дополнительными.

В настоящее время в наиболее распространенной Международной системе СИ используется семь основных физических величин: длина, время, масса, температура, сила электрического тока, сила света и количество вещества. Это было указано выше (таблица 1.1).

**Размер физической величины** – количественная определенность величины, присущая конкретному предмету, системе, явлению или процессу.

**Оценивание** – приписывание данной физической величине определенного числа принятых для нее единиц, проведенное по установленным правилам.

По наличию размерности физические величины делят на размерные и безразмерные.

**Значение физической величины** – оценка размера физической величины в виде некоторого числа принятых для нее единиц измерения.

Истинное значение определяемой величины существует, и оно постоянно.

Истинное значение измеряемой величины отыскать невозможно, т. к. существует погрешность измерения – отклонение результата измерения от истинного значения измеряемой физической величины.

### 1.3. ВИДЫ, МЕТОДЫ И МЕТОДИКИ ИЗМЕРЕНИЙ

Виды измерений определяются физическим характером измеряемой величины, требуемой точностью и необходимой скоростью измерений, условиями и режимом измерения и пр.

Существует множество видов измерений, и их число может увеличиваться. Можно выделить виды измерений в зависимости от их цели: контрольные, диагностические, прогностические, лабораторные и технические, эталонные и проверочные.

От характера результата: абсолютные, относительные.

Наиболее широко применяется классификация по общим приемам получения результатов измерения, согласно которой измерения делятся на прямые, косвенные, совместные и совокупные.

Прямыми называются измерения, при которых искомые значения величины находят непосредственно по показаниям средства измерения:  $A = x$ .

Косвенные измерения – это измерения, при которых значение измеряемой величины находят на основании известной зависимости между ней и величинами, определяемыми прямыми измерениями, которые проводились в одинаковых условиях. Косвенные измерения можно описать следующей формулой:

$$A = f(x_1, x_2, \dots, x_m),$$

где  $x_1, x_2, \dots, x_m$  – результаты прямых измерений;  $f$  – функциональная зависимость между  $x_m$  и  $A$ .

К косвенным относятся только такие измерения, при которых расчет осуществляется вручную и автоматически, но после получения результатов прямых измерений. При этом может быть учтена отдель-

но погрешность расчета. К косвенным измерениям относится определение резонансной частоты колебательного контура по результатам прямых измерений емкости и индуктивности и т. д.

Совокупными называют проводимые одновременно измерения нескольких одноименных величин (среди них могут быть и известные величины), при которых их значения находят решением системы уравнений, получаемых при прямых или косвенных измерениях различных сочетаний этих величин.

Как видно из приведенных определений, совокупные и совместные измерения по характеру весьма близки друг к другу. В обоих случаях искомые значения находят в результате решения системы уравнений, коэффициенты в которых получены путем прямых измерений. Отличие состоит в том, что при совокупных измерениях одновременно определяют несколько одноименных величин, а при совместных – разноименных. Совокупные и совместные измерения часто применяют при измерениях различных параметров и характеристик в электротехнике.

Косвенные, совместные и совокупные измерения объединены общим свойством: их результаты рассчитывают по известным функциональным зависимостям между измеряемыми величинами и величинами, определяемыми прямыми измерениями. Различие между этими измерениями заключается лишь в виде функциональной зависимости, используемой при расчетах.

В зависимости от выражения результатов измерений последнее делят на абсолютные и относительные. Абсолютные измерения наиболее часто встречаются на практике радиоизмерений. Однако не редки и относительные измерения.

**Абсолютные измерения** основаны на прямых измерениях одной или нескольких основных величин и использовании значений физических констант. Результат абсолютного измерения непосредственно выражают в единицах измеряемой величины.

**Относительные измерения** – это измерения соотношения определяемой величины к одноименной величине, играющей роль единицы. Относительные измерения при прочих равных условиях могут быть выполнены более точно, чем абсолютные, поскольку в суммарную погрешность не входит погрешность меры величины.

Часто отношения величин выражают в логарифмических единицах (используются различные логарифмы: десятичный, натуральный,

двоичные). Логарифмические величины применяют для выражения усиления, ослабления, выражения частотного искажения, интервала и т. п. Наиболее удобен при относительных измерениях децибел (дБ), определяемый, например, для сравнения входного и выходного напряжения  $U_1$  и  $U_2$ :

$$1\text{дБ} = 20 \lg (U_2/U_1) \text{ при } U_2/U_1 = 10^{1/20} = 1,122.$$

А для сравнения мощностей  $P_2$  и  $P_1$ :

$$1 \text{ дБ} = 10 \lg (P_2/P_1) \text{ при } P_2/P_1 = 10^{1/20} = 1,259.$$

#### 1.4. ОСНОВНЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Конкретные методы измерений определяются – видом измеряемых величин, их размерами, требуемой точностью результата, быстротой процесса измерения, условиями, при которых проводятся измерения, и рядом других признаков. Отметим, что метод измерения должен по возможности иметь минимальную погрешность и способствовать исключению систематических погрешностей или переводу их в разряд случайных.

Современные методы измерений принято делить на метод непосредственной оценки и метод сравнения (рис. 1.1).

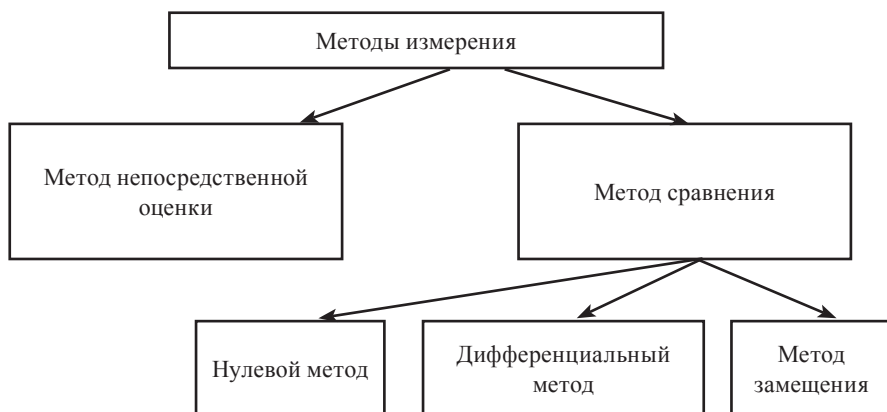


Рис. 1.1. Классификация методов измерения.

**При методе непосредственной оценки** численное значение измеряемой величины определяют непосредственно по показанию измерительного прибора (например, измерение напряжения вольтметром, силы тока – амперметром). Быстрота процесса измерения методом непосредственной оценки делает его часто незаменимым на практике, хотя точность измерения обычно ограничена.

**Метод сравнения** – метод измерений, при котором измеряемую величину сравнивают с величиной, воспроизводимой мерой (известно более сложное, классическое определение: метод сравнения – совокупность приемов использования физических явлений и процессов для определения соотношения однородных величин), это может быть, например, измерение напряжения постоянного тока путем сравнения с ЭДС эталонного элемента.

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

Различают следующие разновидности метода сравнения:

- *Нулевой метод*, при котором действие измеряемой величины полностью уравновешивается образцовой;

- *Дифференциальный метод*, когда измеряют разницу между измеряемой величиной и близкой ей по значению эталонной; этот метод используется, если практическое значение имеет отклонение измеряемой величины от номинального значения (отклонение частоты от рабочей и т. д.)

- *Метод замещения*, при котором действие измеряемой величины замещают образцовой.

Нулевой метод обеспечивает наибольшую точность измерений физической величины. Его разновидностями являются:

- *Компенсационный метод*, при котором действие измеряемой величины компенсируется (уравновешивается) образцовой;

- *Мостовой метод*, когда достигают нулевого значения тока в измерительной диагонали моста, в которую включается чувствительный индикаторный прибор (обычно нуль-индикатор).

По способу преобразования измеряемой величины и форме представления результата измерения делятся на аналоговые и цифровые.

При **аналоговых измерениях** измерительный прибор непрерывно преобразует измеряемую величину, результатом чего является перемещение указателя относительно шкалы. Заключение о численном значении величины делает оператор, отмечая положение указателя относительно отметок шкалы прибора.

В случае **цифровых измерений** сравнение физической величины рядом образцовых значений осуществляется в приборе автоматически, экспериментатор же получает численное значение измеренной величины в цифровой форме.

По характеру изменения измеряемой физической величины во времени различают статический и динамический режимы измерений.

**Статический режим измерений** – режим, при котором средство измерений работает в статическом режиме, при этом выходной сигнал остается неизменным в течение времени его исследования или меняется очень медленно.

**Динамический режим измерений** – режим, результатом которого является функциональная зависимость измеряемой величины от времени, т. е. когда выходной сигнал изменяется во времени измеряемой величины. Пример динамического измерения – определение мгновенных значений сигналов на протяжении какого-либо интервала времени.

## 1.5. ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ

Все измерения подвержены ошибкам по различным причинам, например из-за неточностей, характерных для данного прибора, ошибок экспериментатора или использования приборов не по назначению. Многие возникающие ошибки связаны с конкретными типами используемых измерительных приборов.

При статическом анализе погрешности при измерениях часто используются четыре понятия, которые применяются наиболее часто: среднее значение, дисперсия, распределение вероятности ошибок и статистическая выборка.

**Среднее значение.** Наиболее часто используется такой метод усреднения, как нахождение среднего арифметического. Если с прибора получено  $n$  показаний и их значения есть  $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$ , то среднее арифметическое равно



$$\bar{x} = \frac{x_1 + x_2 + x_3 + \dots + x_n}{n}.$$

Хотя среднее арифметическое легко рассчитать, в него чрезмерный вклад вносят экспериментальные значения, а они могут быть ошибочными.

**Дисперсия** – отклонение от среднего значения. Среднее значение представляет собой результат усреднения ряда чисел. Оно не дает информацию о разбросе этих чисел. Для примера возьмем девять разных показаний вольтметра, полученных при фиксированном напряжении: 96, 98, 98, 100, 100, 102, 102 и 104 В. Среднее напряжение, следовательно, равно 100 В. Если показания изменятся и станут 80, 90, 90, 100, 100, 100, 110, 110 и 120 В, то среднее значение будет по-прежнему 100 В, хотя теперь показания имеют большой разброс.

**Среднее отклонение** находят путем усреднения разностей между каждым членом последовательности и средним арифметическим значением, пренебрегая отрицательными знаками. Следовательно, для последовательности чисел  $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$ , среднее арифметическое которой равно  $\bar{x}$ , среднее отклонение составит

$$M = \frac{1}{n} \sum_{r=1}^n [x_r - \bar{x}].$$

**Распределение вероятности ошибок.** Если событие  $A$ , например ошибка, встречается  $n$  раз из общего количества  $m$  событий, то вероятность ошибки определяется как:

$$P(A) = \frac{n}{m}.$$

Вероятность изменяется от 0 до 1. Если  $P(A)$  – вероятность события, то разность  $1 - P(A)$ , которая записывается как  $P(\bar{A})$ , есть вероятность того, что событие не произойдет.

**Выборки.** Метод выборки часто используется для контроля измерительных систем. Небольшое число приборов из большой партии испытывают, чтобы получить информацию о всей партии. Например, из партии в 1000 резисторов можно проверить 10, и если все они удовлетворяют требованиям, то можно предположить, что и вся партия приемлема.

Погрешности возникают в измерительных системах по разным причинам: это могут быть ошибки экспериментатора или ошибки из-за применения прибора не по назначению.

**Точность и прецизионность.** Точность показывает, как близко измеренное значение к истинному значению измеряемого параметра. Для электрических измерений точность обычно определяется в процентах от полной шкалы прибора. Например, прибору, имеющему полную шкалу 10 В, приписывается точность  $\pm 1\%$ , это значит, что при любом отсчете стрелки прибора может отклониться от истинного значения не более чем на  $\pm 0,1$  В. Если прибор показывает 9 В, то истинное значение может быть от 9,1 до 8,9, т. е. ошибка  $0,2/9$ , или  $\approx 2,2\%$ .

Если прибор показывает 2 В, то ошибка будет возрастать до  $0,2/2$ , или 10%. Следовательно, для большей точности следует выбрать подходящий диапазон шкалы измерительного прибора.

Прецизионность показывает, как точно и отчетливо можно произвести отсчет. Она определяется тем, насколько близки друг к другу результаты двух идентичных измерений. Например, предположим, что резистор имеет сопротивление 32 891 Ом, которое измеряется двумя разными приборами. Первый имеет шкалу, проградуированную в килоомах, так что ближайший к истинному отсчет на этом приборе составляет 33 кОм, или 33 000 Ом. Прибор достаточно точный, но не прецизионный.

Второй прибор имеет цифровой выход, который дает значение сопротивления с округлением до одного Ома. На этом приборе измерение того же резистора дает 38 122 Ом. Ясно, что этот прибор, хотя и высоко прецизионный, но имеет низкую точность.

Погрешности имеют место в любых измерениях, но важно выявить причины ошибок, чтобы свести их к минимуму. Погрешности измерений бывают обычно четырех типов: экспериментатора, систематические, случайные и ошибки применения.

**Ошибки экспериментатора** наиболее часто возникают из-за небрежности при отсчете или записи показаний прибора. Например, показания прибора снимаются не с той шкалы прибора или отсчет производится правильно, а записывается с ошибкой. Ошибки экспериментатора могут быть уменьшены снятием нескольких показаний, по возможности разными операторами.

**Систематические погрешности** – это погрешности измерительных приборов, вызываемые различными факторами. Прибор может иметь электрическую и механическую неисправность, например: износ подшипников и нерегулярное натяжение пружины. Ошибки калибровки, вследствие чего прибор завышает или занижает показания во всем диапазоне, также попадают в этот класс погрешности. Другой причиной систематических погрешностей является окружающая среда: влияние изменения температуры, влажности и давления, электрических и магнитных полей на характеристики прибора. Эти погрешности могут быть уменьшены при работе чувствительного прибора в кондиционированной атмосфере или защищенных от внешних воздействий условиях.

**Предельные погрешности** – это вид систематических погрешностей определяемых границами точности компонентов, из которых состоит прибор. Например, декадный магазин сопротивлений, который собран из резисторов, имеющих точность 0,1%, не может иметь общую точность выше этого значения. Предельная погрешность обычно приводится для каждого типа прибора и должна учитываться в окончательном результате.

**Случайные погрешности** непредсказуемы и имеют место, даже когда все известные систематические погрешности приняты во внимание. Эти погрешности обычно вызываются шумами и окружающей средой. Они имеют тенденцию следовать законам случайных величин, и хотя их влияние не может быть исключено, их можно уменьшить, сняв много показаний и затем найдя среднее арифметическое значение и дисперсию, или применить другие статические методы.

### **Контрольные вопросы и задания**

1. Что изучает и из каких основных разделов состоит метрология?
2. Что такое физическая величина и размерность физической величины?
3. Дайте определение системы физических величин.
4. Приведите основные, дополнительные и производные физические величины.
5. Назовите основные операции процедуры измерения.
6. Что такое принцип, метод и методики измерений?
7. По каким признакам классифицируют методы измерений?

8. Что такое условие измерений? Какими они бывают?
9. Что такое результаты измерения и чем они характеризуются?
10. Дайте определения и приведите примеры прямых, косвенных, совместных и совокупных методов измерений.
11. Что такое шкала физической величины?
12. Что представляет собой метрологическое понятие поверки?
13. По каким признакам классифицируют средства измерений?
14. Приведите примеры средств измерений разных физических величин.
15. Что представляет собой измерительный прибор?

---

## **ГЛАВА II**

### **ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ ОБЩЕГО НАЗНАЧЕНИЯ**

#### **2.1. ВОЛЬТМЕТРЫ, АМПЕРМЕТРЫ, ОММЕТРЫ**

Измерение напряжения, тока и сопротивления базируется на фундаментальном соотношении: напряжение равно произведению тока и сопротивления. Типичный прибор измеряет один из этих параметров и позволяет определить два других. Простейшим типом является магнитоэлектрический измерительный прибор с подвижной рамкой, который пригоден для измерения на постоянном и переменном токе. Выходной сигнал получается в аналоговом виде и может быть связан с измеряемой величиной непосредственно или с помощью электронной схемы, который преобразует или усиливает выходной сигнал.

По мере снижения стоимости электронных узлов, прежде всего запоминающих устройств (ЗУ) и микропроцессоров, все большее распространение приобретают полностью электронные приборы с цифровым выходом. Они обладают многими преимуществами, например автокалибровкой, автоматической коррекцией ошибок и автоматизацией измерений, в частности автоматическим выбором диапазона прибора. Поскольку измеряемая величина по своей природе аналоговая, эти приборы содержат аналогово-цифровые преобразователи (АЦП) для предоставления сигнала в цифровой форме.

#### **2.2. МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА**

Измерительный механизм прибора, называемый также механизмом д'Арсонваля, состоит из подвижной рамки, помещенной в магнитное поле (рис. 2.1). Когда через рамку протекает ток, она испытывает действие магнитной силы, которая создает вращательный момент, противодействующий моменту управляющей пружины.

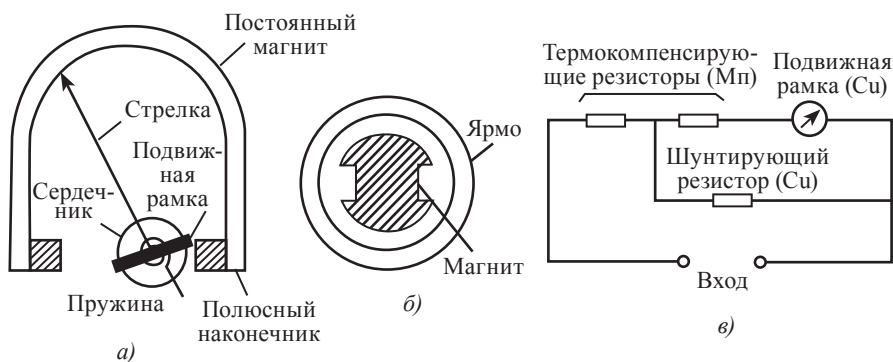


Рис. 2.1. Конструкция магнитоэлектрического измерительного прибора с постоянным магнитом и подвижной рамкой: а – измерительный механизм, б – конструкция с магнитным сердечником, в – схема температурной компенсации.

Вращательный момент, возникающий в рамке в магнитном поле заставляет рамку отклоняться под определенным углом. Рамка жестко связана с указательной стрелкой. Градуировка шкалы выполнена таким образом, что отклонение стрелки указывает силу тока протекающей через катушку рамки. В положении равновесия рамки вращающий момент равен противодействующему управляющей пружины.

В конкретных конструкциях угол поворота рамки ограничивается в пределах  $120^{\circ}$ – $130^{\circ}$ , так что прибор можно сконструировать для широкого диапазона применений.

В лабораторных гальванометрах для измерения отклонения рамки применяют зеркала и луч света, который отражается на удаленную шкалу. Это обеспечивает высокую чувствительность, но прибор лишается портативности. В промышленных приборах используется сравнительно длинная стрелка, которая прикреплена к рамке и движется по шкале, указывающей отклонения.

Значительную часть объема прибора занимает постоянный магнит, что обеспечивает отклонение на всю шкалу при малой приложенной мощности и слабых токах. Магнит обычно имеет подковообразную форму, его полюсные наконечники изготавливаются из магнитомягкого железа. Между полюсными наконечниками помещается цилиндр из магнитомягкого железа, который обеспечивает однородность магнитного поля в воздушном зазоре между полюсами.

Рамка намотана на легкий металлический каркас. Стрелка соединена с рамкой, но может подстраиваться для установки нуля. Управляющие пружины из фосфористой бронзы, установленные с обеих сторон рамки, создают силу, которая противодействует вращению. Рамка уравнивается тремя грузиками. Она вращается на двух полуосях, опорами которым служат камни диаметром 0,01–0,05 мм в зависимости от массы рамки. Нагрузка на опоры нуждается в защите от ударов, поэтому опоры часто крепятся с помощью пружины.

Для поворота рамки требуется мощность 0,02 до 0,2 мВт, точность составляет 2–5 % при отклонении на всю шкалу.

На рис. 2.1, б показана другая конструкция, в которой магнит образует сердечник, окруженный ярмом из магнитомягкого железа. Здесь ярмо служит магнитным экраном, так что несколько приборов могут работать по соседству, не создавая помех друг другу.

Вместо камней рамка может крепиться с двух сторон с помощью натянутых торсионных лент (растяжек). Это исключает трения в опорах и обеспечивает более высокую чувствительность прибора и устойчивость к ударам.

Магнитоэлектрические приборы чувствительны к изменениям температуры. С повышением температуры напряженность магнитного поля уменьшается, а сопротивление рамки растет. Оба этих фактора приводят к заниженным показаниям прибора.

### 2.3. АМПЕРМЕТР ПОСТОЯННОГО ТОКА

В амперметре используется перемещение подвижной рамки в поле основного постоянного магнита. Поскольку допускаемый ток в рамке очень мал, для измерения больших токов требуется шунтирование рамки; при этом лишь известная часть полного тока протекает через нее. Сопротивление шунта можно найти следующей формулой:

$$R_s = \frac{I_M \cdot R_M}{(I - I_M)},$$

где  $R_s$  – сопротивление шунта;

$R_M$  – внутреннее сопротивление рамки;

$I_M$  – ток, обеспечивающий отклонение на всю шкалу;

$I$  – ток через амперметр (рамка плюс шунт), необходимый для отклонения на всю шкалу.

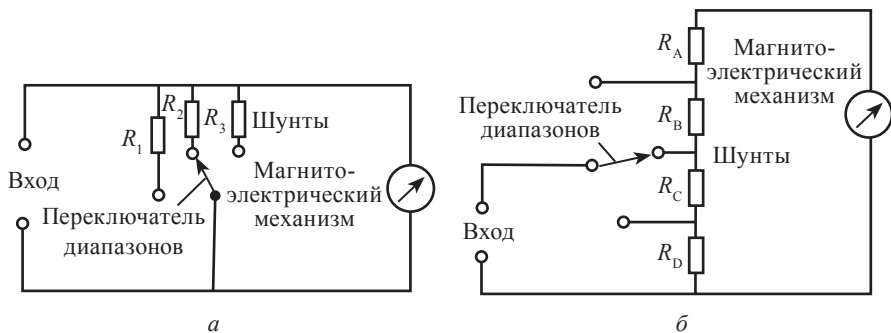


Рис. 2.2. Многопредельный амперметр:  
*a* – с обычным шунтом; *б* – с шунтом Эртона.

В приборах, измеряющих токи примерно 50 А, обычно устанавливаются внутренние шунты, а при более высоких токах – внешние шунты.

Прибор может иметь несколько шунтов, они выбираются с помощью переключателя, что обеспечивает несколько диапазонов измерения тока (рис. 2.2, *a*). Следует использовать переключатель с перекрывающимися контактами, который гарантирует, что параллельно рамке всегда подключено сопротивление, предохраняющее ее от повреждения. На рис. 2.2, *б* показана другая схема подключения шунтов, называемая универсальным шунтом или шунтом Эртона, которая исключает возможность включения прибора без шунта.

Амперметры всегда включаются в цепь тока последовательно. Прибор должен иметь возможно меньшее внутреннее сопротивление, чтобы снизить погрешности. Погрешности максимальны, когда прибор работает в диапазоне малых токов, т. е. когда сопротивление шунта максимально.

## 2.4. ВОЛЬТМЕТР ПОСТОЯННОГО ТОКА

Основное устройство, в котором рамка движется в поле постоянного магнита, работает при малых значениях тока, поэтому для превращения этого устройства в вольтметр последовательно с рамкой включается резистор, носящий название добавочного. Это ограничивает ток рамки до значения соответствующего отклонению на всю шкалу. Необходимую величину последовательного, добавочного сопротивления  $R_{sm}$  можно рассчитать по формуле:



$$R_{sm} = \left( \frac{V}{I_M} \right) - R_M,$$

где  $R_M$  – внутреннее сопротивление подвижной рамки;

$I_M$  – ток, соответствующий отклонению на всю шкалу;

$V$  – напряжение, измеряемое прибором при отклонении на всю шкалу.

Добавочный резистор обычно устанавливается внутри корпуса приборов, предназначенных для измерения напряжения до 500 В; при более высоких напряжениях он устанавливается снаружи, чтобы избежать перегрева корпуса.

Набор из нескольких добавочных сопротивлений применяют в многопредельных вольтметрах, схемы которых показаны на рис. 2.3. В модифицированной схеме первый резистор  $R_D$  компенсирует сопротивление рамки, а последовательно с ним подключаются стандартные серийные резисторы. Первый резистор должен удовлетворять определенным требованиям.

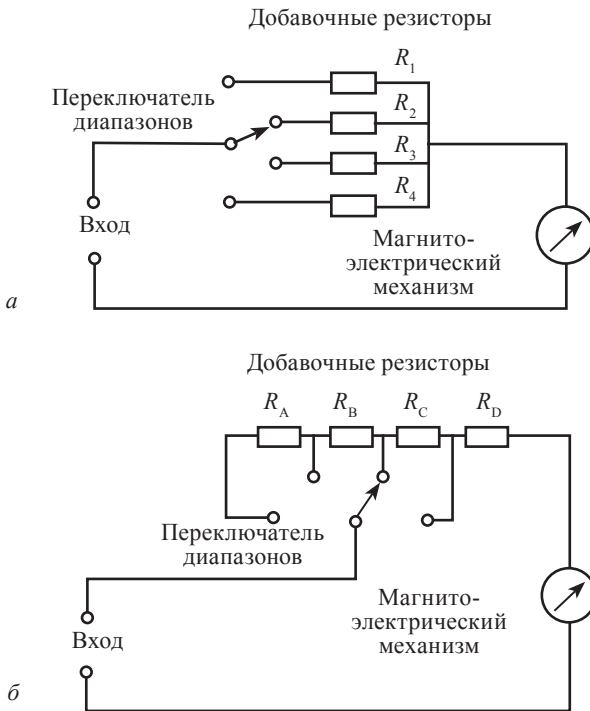


Рис. 2.3. Многопредельный вольтметр: *a* – обычная схема включения добавочных сопротивлений, *б* – модифицированная схема.

Важным параметром вольтметра является его чувствительность, измеряемая в Омах на вольт. Поскольку ток через рамку при отклонении на всю шкалу ( $I_M$ ) не должен меняться, предельное отношение  $\frac{V}{R}$  (или  $\frac{R}{V}$ ) также должно быть постоянным для всех диапазонов прибора. Оно выражается в Омах на вольт и определяет необходимое внутреннее последовательное сопротивление на каждый вольт напряжения, приложенного к прибору. Следовательно, чувствительность  $S$  численно равна  $\frac{I}{I_M}$ , и формулу добавочного сопротивления можно переписать в виде:

$$R_{sm} = SV - R_M.$$

В серийных вольтметрах постоянного тока часто используется чувствительность 20 кОм/В, соответствующая току 50 мкА при отклонении на всю шкалу. Вольтметры всегда подключаются параллельно участку цепи, напряжение которого необходимо измерить. Чтобы уменьшить влияние вольтметра на режим цепи, его сопротивление в избранном диапазоне измерений должно на несколько порядков превышать сопротивление цепи. Электронные вольтметры имеют высокое входное полное сопротивление и часто используются в случаях, когда прибор должен оказывать минимальное влияние на цепь.

## 2.5. ИЗМЕРЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Измерение сопротивления резистора можно осуществить несколькими методами: методом вольтметра и амперметра, омметром с последовательным включением, омметром с параллельным включением, мегомметром.

**Метод вольтметра и амперметра.** Прямой способ измерения сопротивления нагрузки заключается в приложении к ней постоянного напряжения и измерении напряжения на нагрузке  $V_L$  и тока в ней  $I_L$ . По закону Ома сопротивление составляет:

$$R_L = \frac{V_L}{I_L}.$$

Необходимо отметить, что данная схема приводит к ошибкам. Чтобы свести эти ошибки к минимуму, схему рис. 2.4 следует использовать при высоких значениях сопротивления нагрузки, когда  $R_L$  ве-

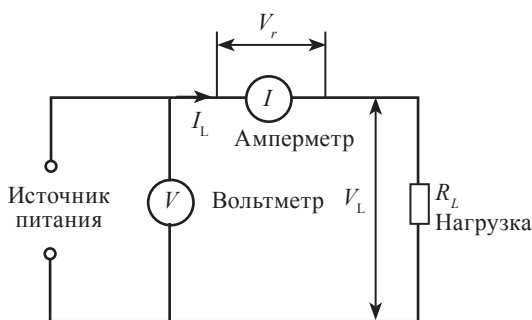


Рис. 2.4. Влияние положения прибора в цепи на определение сопротивления нагрузки, учитывая падения напряжения на амперметре.

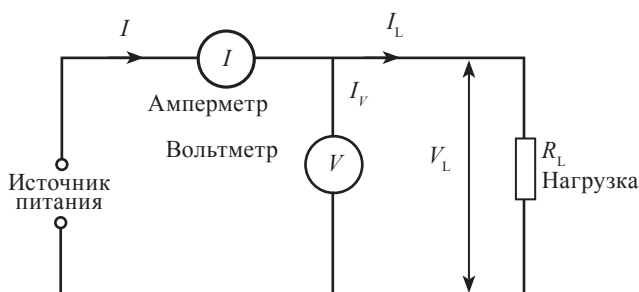


Рис. 2.5. Влияние положения прибора в цепи на определение сопротивления нагрузки, учитывая ток через вольтметр.

лико по сравнению с внутренним сопротивлением амперметра рис. 2.5 – при малых значениях сопротивления нагрузки, когда  $R_L$  мало по сравнению с внутренним сопротивлением вольтметра.

### Омметр с последовательным включением.

На рис. 2.6, а представлена схема омметра для измерения сопротивлений. Здесь  $R_1$  – сопротивление, ограничивающее ток,  $R_2$  – сопротивление установки нуля. Ток в подвижной рамке магнитоэлектрического механизма (МЭМ) зависит от значения  $R_x$ . При  $R_x = 0$  сопротивление  $R_2$  подстраивается до установки прибора на нуль. Это позволяет компенсировать вариации напряжения батареи в течение ее срока службы. Сопротивление  $R_2$  можно подключить последовательно с  $R_1$  для компенсации вариаций  $E$ , но в этом случае калибровка прибора во всем диапазоне измерений будет подвержена значительным влияниям этих вариаций. Если  $R_x$  не подключено, прибор будет показывать бесконечное сопротивление.

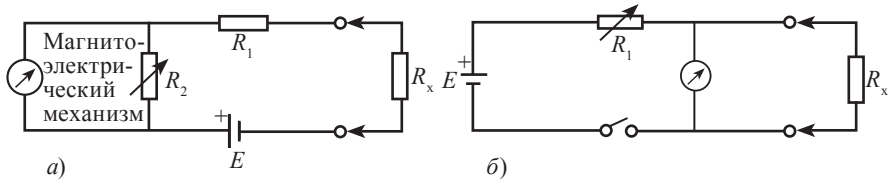


Рис. 2.6. Омметры: *а* – с последовательным включением, *б* – с параллельным включением.

**Омметр с параллельным включением.** В омметре с параллельным включением, схема которого показана на рис. 2.6, *б* неизвестное сопротивление подключается параллельно магнитоэлектрическому механизму. В этом случае, если  $R_x$  отсутствует, сопротивление  $R_1$  подстраивается до получения максимального отклонения, которое соответствует бесконечному сопротивлению. Если  $R_x$  равно нулю, ток не поступает в прибор, его стрелка находится на нулевой отметке. Омметр с параллельным включением применяется реже, чем с последовательным.

## 2.6. МЕГАОММЕТР

**Мегаомметр.** Этот прибор предназначен для измерения очень больших сопротивлений. В нем встроенный портативный генератор постоянного тока с ручным приводом обеспечивает высокое постоянное напряжение. Конструкция магнитоэлектрического механизма также изменена и состоит из двух катушек, укрепленных на подвижной части и соединенных со стрелкой. Схема прибора показана на рис. 2.7. Катушка 2 поворачивает стрелку прибора по часовой стрелке, а катушка 1 – против часовой стрелки. Если  $R_x$  отсутствует, ток в катушке 1 отклоняет стрелку прибора в положение бесконечного со-

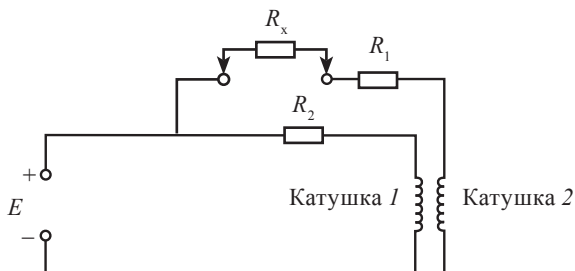


Рис. 2.7. Мегаомметр.

противления. При любых значениях  $R_x$  ток протекает в катушках 1 и 2 и результирующее положение стрелки определяется их совместным действием.

Для выполнения работ по обслуживанию и ремонту электротехнического оборудования требуется использование одного и того же прибора для измерения напряжения, сопротивления и тока. Переключатель функций позволяет осуществить данную задачу. Переключатель диапазонов позволяет выбор шкалы, соответствующей величине измеряемого параметра.

Универсальные приборы бывают обычными и электронными.

## 2.7. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ МЕХАНИЗМ

В электромагнитном измерительном механизме используется принцип как притяжения, так и отталкивания магнитов. Наиболее распространен прибор на принципе отталкивания, схема которого показана на рис. 2.8. Измеряемый ток течет по обмотке неподвижной катушки. Внутри катушки помещены два сердечника из магнитомягкого железа.

Один сердечник неподвижно закреплен на каркасе катушки, другой установлен на оси прибора и может поворачиваться. Ток, проте-

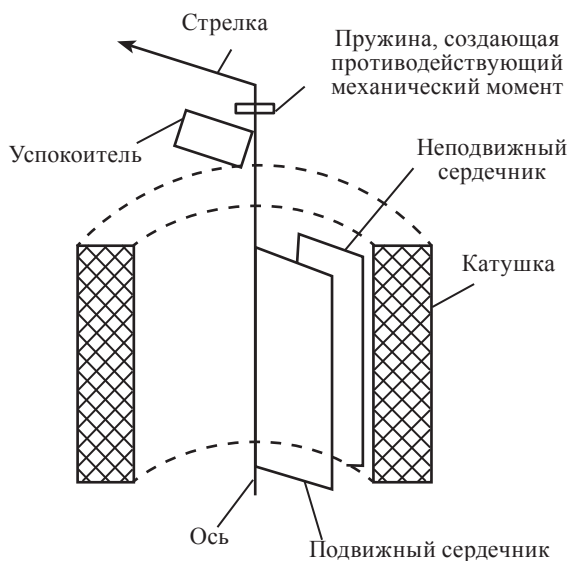


Рис. 2.8. Электромагнитный измерительный механизм с неподвижным сердечником.

кающий в катушке, обеспечивает одноименное намагничивание сердечников независимо от мгновенного направления тока. Это вызывает взаимное отталкивание сердечников, причем сила отталкивания пропорциональна току. Управляющая пружина противодействует вращению оси, а стрелка, укрепленная на оси, указывает значение тока на шкале прибора. На оси укреплена также алюминиевая пластинка, обеспечивающая успокоение механизма, которая вращается в близком по размерам воздушном зазоре. В приборе, работающем на принципе притяжения, сердечник из магнитомягкого железа крепится на той же оси, что и стрелка. Этот сердечник втягивается катушкой с током. Второй неподвижный металлический сердечник в этом случае отсутствует.

Прибор с радиальным сердечником, показанный на рис. 2.8, наиболее чувствительный из электромагнитных измерительных приборов и имеет почти линейную шкалу. Можно также использовать два концентрических сердечника, из которых внешний неподвижен, а внутренний вращается. Эта система менее чувствительна и имеет квадратичную шкалу. Но можно так подобрать форму сердечников, чтобы получить шкалу, удовлетворяющую специальным требованиям.

Точность электромагнитного измерительного механизма ограничена нелинейностью кривой намагничивания железных сердечников, гистерезисом и вихревыми токами в сердечниках и других металлических частях. Магнитная индукция в этой системе мала, поэтому она имеет низкую чувствительность при измерениях тока и сравнительно редко используется для измерений в маломощных цепях с высоким импедансом.

Преимуществом электромагнитного измерительного механизма является отсутствие тока в движущихся частях, что делает систему более прочной и устойчивой к перегрузкам.

Электромагнитный механизм может применяться с добавочными сопротивлениями, как вольтметр, или с шунтами, как амперметр. На высоких частотах паразитные емкости и полное сопротивление механизма возрастают, так что при использовании в качестве вольтметра они будут давать заниженные показания. Поэтому важно проградуировать прибор на частотах, на которых он будет работать. Серийные приборы охватывают диапазон частот от 25 до 125 Гц, хотя с

помощью специальных компенсирующих схем этот диапазон можно расширить до 2,5 кГц. Хотя прибор может работать и на постоянном токе, это сопровождается остаточным намагничиванием сердечников и приводит к погрешностям измерений.

## 2.8. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ МЕХАНИЗМ

**Электродинамический механизм** – один из тех, которые давно применяются в измерительных приборах переменного тока. Он был изобретен братьями Сименсами в 1843 г. и приобрел свою современную конструкцию к 1910 г. В конструкции прибора вместо постоянного магнита применены две неподвижные катушки, соединенные последовательно и размещенные на небольшом расстоянии друг от друга. Между неподвижными катушками помещена подвижная, и измеряемый ток течет последовательно по всем трем катушкам, как показано на рис. 2.9.

Подвижная катушка подобна рамке, которая применяется в магнитоэлектрическом механизме; к ней прикреплены стрелка, уравновешивающие грузики и пружинки, создающие противодействующий момент. Успокоение обеспечивается алюминиевыми лопастями, движущимися в плоскостях, разделенных на секторы. Весь механизм тщательно экранирован для защиты от внешних магнитных полей.

Электродинамическая система требует относительно высокой выходной мощности, поскольку поле создается током на выходе. Кроме того, из-за отсутствия железного сердечника в магнитной цепи система сравнительно малоэффективна. Малая магнитная индукция дает и малый вращающий момент, так что чувствительность прибора низка.

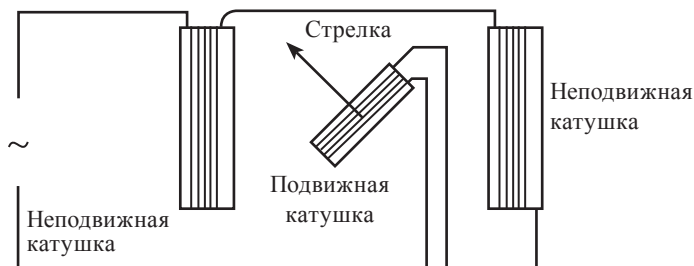


Рис. 2.9. Устройство электродинамического измерительного прибора.

Из-за низкой чувствительности электродинамические приборы используются преимущественно для измерений мощности. Их точность при сетевых частотах высока, лучше, чем 0,5% отклонения на шкалу, поэтому такие приборы иногда применяют также, как точные вольтметры и амперметры переменного тока для измерений на низких частотах.

## 2.9. ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ МЕХАНИЗМ

**Электростатический вольтметр** – единственный прибор, который измеряет напряжение непосредственно, а не по создаваемому им току. Он состоит из закрепленной и подвижной полукруглых металлических пластин, установленных на некотором расстоянии друг от друга. Подвижная пластина соединена со стрелкой и управляющей пружиной. Когда к пластинам прикладывается напряжение, подвижная пластина поворачивается в результате взаимодействия с неподвижной пластиной. Степень отклонения пропорциональна квадрату действующего приложенного напряжения. Следовательно, прибор может применяться для измерений как на переменном, так и на постоянном токе и его показания не зависят от формы кривой выходного сигнала.

Электростатический вольтметр можно использовать на частотах до 100 кГц. Он потребляет пренебрежимо малый ток, за исключением момента, когда он включается в цепь и его пластины заряжаются.

## 2.10. ЭЛЕКТРОННЫЕ АНАЛОГОВЫЕ ПРИБОРЫ

В электронном аналоговом измерительном приборе измеряемый сигнал сначала усиливается в одном или нескольких каскадах, а затем подается на магнитоэлектрический механизм. В недорогих приборах применяются усилители постоянного тока с прямой связью. В более совершенных приборах с целью уменьшения дрейфа обычно применяют усилители с прерывателями.

Входное полное сопротивление электронного вольтметра обычно превышает 10 МОм независимо от диапазона измеряемых напряжений. Этого достаточно, чтобы обеспечить пренебрежимо малую нагрузку для большинства цепей. Приборы для измерения тока обладают очень малым полным сопротивлением, т. е. их нагрузочные эффекты также сведены к минимуму.



Измерения сопротивления обычно выполняются путем пропуска тока через неизвестное сопротивление и измерения падения напряжения на нем. Это падение напряжения затем усиливается и подается на магнитоэлектрический механизм. Для измерения применяют малые напряжения, так что можно измерять сопротивления прямо в схеме без опасности повредить соседние элементы.

Электронные омметры потребляют большую мощность, чем их обычные аналоги. Эта мощность требуется для питания вспомогательных электронных цепей, так что прибор должен работать от батареи с высокой емкостью или от генератора с ручным приводом.

**Электронные аналоговые вольтметры.** Как уже отмечалось раньше, при измерении напряжения методом прямого действия (непосредственной оценки) измерительный прибор подключают параллельно участку исследуемой электрической цепи, что вносит погрешность в результат измерения. Для уменьшения методической погрешности измерения собственное потребление вольтметра должно быть мало, а его входное сопротивление – велико. Поэтому в измерительной технике в основном используются электронные вольтметры.

Классифицируют электронные вольтметры по ряду признаков:

- по назначению – вольтметры постоянного, переменного и импульсного напряжений, универсальные, фазочувствительные, селективные и прочие;
- по способу измерения – приборы непосредственной оценки и приборы сравнения;
- по характеру измеряемого значения напряжения – амплитудные (пиковые), среднего квадратичного значения, средневыпрямленного значения;
- по частотному диапазону – низкочастотные, высокочастотные, сверхвысокочастотные.

Структурная схема электронного вольтметра состоит из электронного преобразователя и измерительного прибора (рис. 2.10).



Рис. 2.10. Структурная схема аналогового электронного вольтметра постоянного тока.

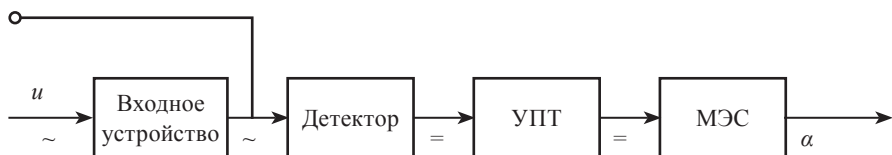


Рис. 2.11. Структурная схема аналогового электронного вольтметра напряжения большого уровня.

В настоящее время электронные аналоговые вольтметры постоянного тока находят ограниченное применение, так как они по своим техническим свойствам сильно уступают цифровым вольтметрам. Поэтому далее рассматриваются только аналоговые вольтметры переменного тока. Изображенная на рис. 2.11 структурная схема используется в вольтметрах переменного тока для измерения напряжений значительного уровня.

Чтобы обеспечить необходимую точность вольтметра, к усилителям постоянного тока, применяемым в электронных вольтметрах, предъявляют жесткие требования в отношении линейности амплитудной характеристики, постоянного коэффициента усиления, температурного и временного дрейфа нуля.

При построении электронных аналоговых вольтметров для измерения малых напряжений подобные требования не всегда могут быть удовлетворены. Поэтому электронные аналоговые вольтметры переменного тока для измерения малых напряжений выполняются включением усилителя переменного напряжения между входным устройством и детектором, поскольку он обладает большой чувствительностью.

При создании аналоговых вольтметров важную роль играют преобразователи переменного напряжения в постоянное (детекторы). Детекторы можно классифицировать по функции преобразования входного напряжения в выходное: амплитудные (пиковые), среднего квадратичного и средневыпрямленного значений. Тип детектора во многом определяет свойство прибора: вольтметры с амплитудными детекторами являются самыми высокочастотными; вольтметры с детекторами среднего квадратичного значения измеряют напряжение любой формы; вольтметры средневыпрямленного значения измеряют только гармонические сигналы, но являются самыми простыми и надежными.

## 2.11. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

В цифровом измерительном приборе показания представляются в виде дискретных чисел на отсчетном устройстве. Преимущества такого представления связаны с уменьшением объективных ошибок при снятии отсчетов, отсутствием ошибок из-за параллакса и ускорения считывания. Цифровые измерительные приборы содержат встроенные электронные схемы, обычно микропроцессоры, которые позволяют подсоединить дополнительные устройства. Например, приборы, снабженные программой.

Принцип работы любых цифровых измерительных приборов основан на дискретном и цифровом представлении сигналов, отражающих непрерывные измеряемые физические величины. Упрощенная структурная схема цифрового вольтметра состоит из входного устройства, аналого-цифрового преобразователя (АЦП), цифрового отсчетного устройства (ЦОУ) и управляющего устройства (рис. 2.12).

Входное устройство содержит делитель напряжения: в вольтметрах переменного тока оно включает в себя также преобразователь переменного тока в постоянный.

Аналого-цифровой преобразователь преобразует аналоговый сигнал в цифровой, представляемый цифровым кодом. Процесс аналого-цифрового преобразования составляет сущность любого цифрового прибора, в том числе и вольтметра.

Цифровое отсчетное устройство регистрирует измеряемую величину.

Управляющее устройство координирует и объединяет все узлы измерительного прибора.

Аналого-цифровой преобразователь является основной частью цифрового измерительного прибора, поэтому рассмотрим его более подробно.

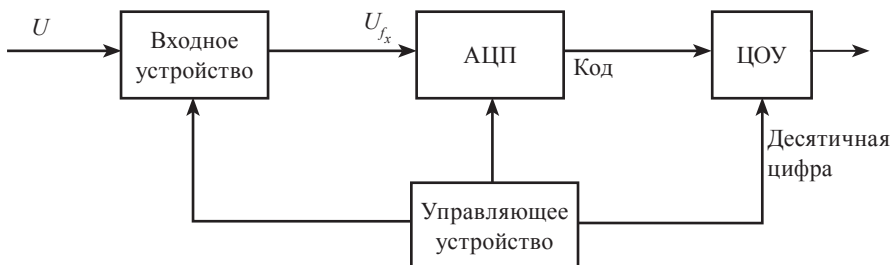


Рис. 2.12. Упрощенная структурная схема цифрового вольтметра.

Большинство измеряемых величин являются по своей природе аналоговыми, их необходимо преобразовать в цифровую форму, чтобы можно было использовать цифровые приборы.

Поскольку цифровой входной сигнал может изменяться только дискретными шагами, аналоговый выходной сигнал также будет ступенчатым (рис. 2.13). Величина каждой отдельной ступени является функцией числа разрядов цифровой информации. Поскольку входной сигнал может быть обеих полярностей, ЦАП должен быть биполярным. На рис. 2.14 представлена схема ЦАП. Цифровой сигнал в каждом двоичном разряде вызывает переключение соответствующего ключа, при этом на резистор подается опорное напряжение  $V_{REF}$ . В результате в суммирующем соединении возникает ток, который усиливается и дает выходное напряжение, пропорциональное этому току, т.е. обратно пропорциональное сопротивлению в подключенной ветви. Если весовые сопротивления меняются в соответствии с двоичным кодом, то выходное напряжение пропорционально двоичному значению входного цифрового сигнала.

Недостатком этой схемы является то, что ее точность зависит от абсолютной точности опорного напряжения и резисторов. Посколь-

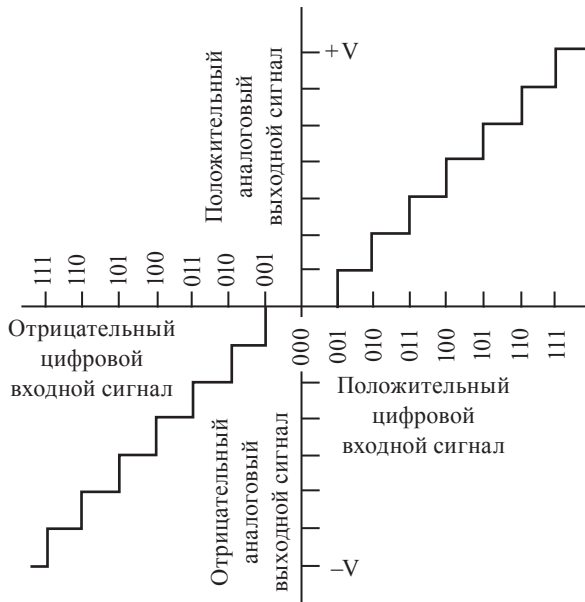


Рис. 2.13. Связь входного и выходного сигналов цифро-аналогового преобразователя (ЦАП).

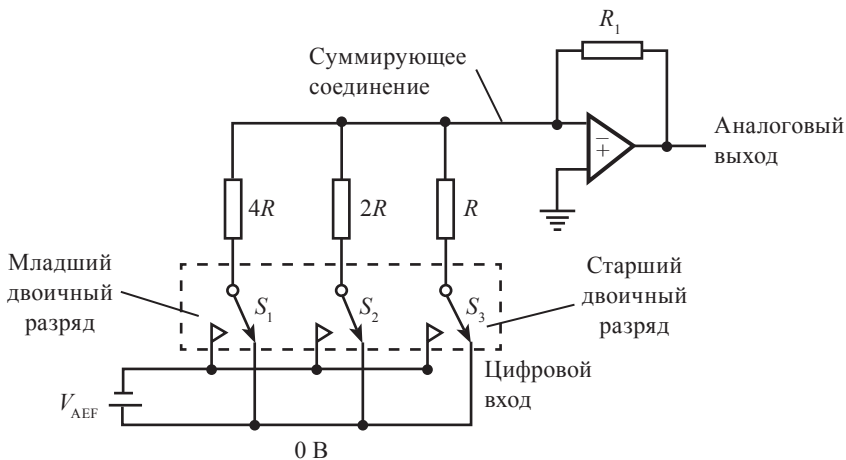


Рис. 2.14. Схема цифро-аналоговых преобразователей со взвешенным суммированием токов.

ку значения резисторов в соседних ветвях различаются в два раза, их сопротивление может достигнуть очень высокого уровня, что затруднит их изготовление и согласование в широком диапазоне температур.

По типу АЦП цифровые вольтметры можно поделить на ряд групп. Наиболее распространены два типа вольтметров:

- кодоимпульсные (с поразрядным уравниванием);
- времяимпульсные (временные).

Поскольку АЦП цифровых вольтметров преобразует постоянное напряжение в цифровой код, то и цифровые вольтметры также считают приборами постоянного тока. Для измерения напряжения переменного тока на входе вольтметра ставится преобразователь переменного в постоянное напряжение, чаще всего средневыпрямленное значения.

Основные технические характеристики среднестатистического цифрового вольтметра постоянного тока:

- диапазон измерения: 100 мВ, 1, 10, 100 и 1000 В;
- входное сопротивление – высокое, обычно более 100 мОм;
- порог чувствительности – на диапазоне, например: 100 мВ может быть 1 мВ, 100 мкВ, 10 мкВ;
- количество знаков – отношение максимальной измеряемой величины на этом диапазоне к минимальной; например, диапазону

измерения 100 мВ при уровне квантования 10 мкВ соответствует  $(10 \cdot 10^{-6}) / (10 \cdot 10^{-9}) = 10^4$  знаков;

- помехозащищенность;
- точность цифровых вольтметров определяется пределом допускаемой относительной основной погрешности, в %;
- быстродействие приборов зависит от типа АЦП. Современные схемы АЦП могут обеспечить большое быстродействие, однако из соображений точной регистрации полученного результата у цифровых вольтметров его уменьшают примерно до 20–50 измерений в секунду.

## 2.12. КОДОИМПУЛЬСНЫЕ ЦИФРОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ

В кодоимпульсных цифровых вольтметрах реализуется принцип компенсационного метода измерения напряжения. Структурная схема подобного вольтметра представлена на рис. 2.15.

Измеряемое напряжение, полученное с входного устройства, сравнивается с компенсирующим напряжением  $U_k$ , вырабатываемым прецизионным делителем и источником опорного напряжения. Компенсирующее напряжение имеет несколько уровней, квантованные в соответствии с двоично-десятичной системой счисления. Например, двухразрядный цифровой вольтметр, предназначенный для измерения напряжений до 100 В, может включать следующие уровни напряжения: 80, 40, 20, 10, 8, 4, 2, 1 В.

Сравнение измеряемого  $U'_x$  и компенсирующего  $U_k$  напряжений приводится последовательно по командам управляющего устройства. Процесс сравнений схематично показан на рис. 2.16.

Управляющие импульсы  $U_y$  через определенные интервалы времени переключают сопротивления прецизионного делителя таким образом, что на его выходе последовательно возникают напряжения:

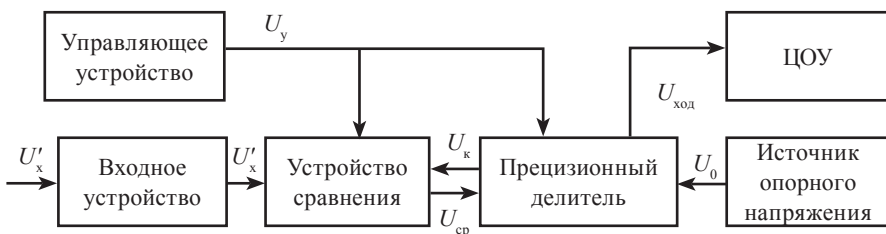


Рис. 2.15. Структурная схема кодоимпульсного вольтметра.

80, 40, 20, 10, 8, 4, 2, 1 В. Одновременно к соответствующему выходу прецизионного делителя подключают устройство сравнения. Если  $U_k > U'_x$ , то с устройства сравнения поступает сигнал  $U_{cp}$  на отключение в делителе соответствующего звена так, чтобы снять сигнал  $U_k$ . Если  $U_k < U'_x$ , то устройство сравнения не вырабатывает сигнала сравнения. После окончания процесса сравнения сигнал  $U_{код}$  положения

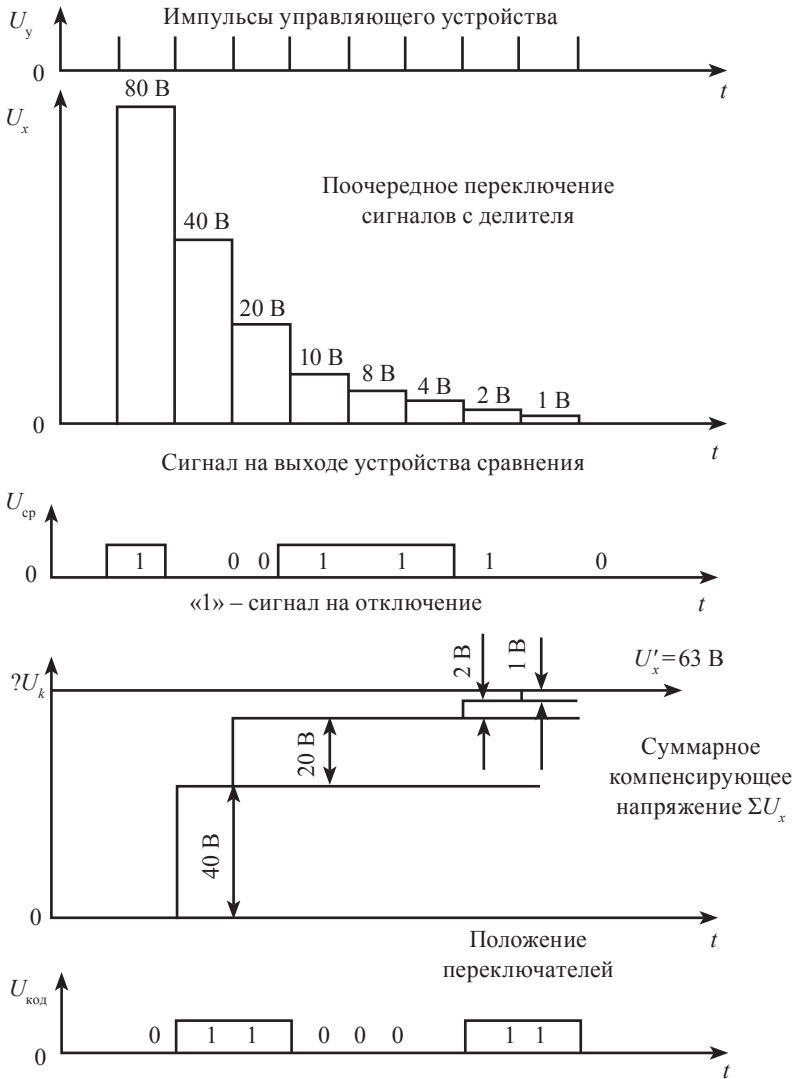


Рис. 2.16. Графики, поясняющие работу кодоимпульсного вольтметра.

ключей прецизионного делителя и является тем кодом, который считывают цифровым счетным устройством.

На рис. 2.16 для наглядности показан процесс кодирования аналогового напряжения с произвольно выбранной амплитудой 63 В, из которого видно, что код, соответствующий этому сигналу – буфер 01100011. Процесс измерения напряжения в кодоимпульсном приборе напоминает взвешивание на весах, поэтому приборы иногда называют поразрядно-уравновешивающими.

Точность кодоимпульсного прибора зависит от стабильного опорного напряжения, точности изготовления прецизионного делителя, порога срабатывания сравнивающего устройства. Для создания нормальной помехозащищенности (подавление 60–70 дБ) на входе приборов ставятся помехоподавляющий фильтр.

Можно отметить, что первые цифровые приборы создавались в основном по методу взвешивания, но сейчас чаще используют измерительные приборы времяимпульсного типа, которые отличаются рядом улучшенных показателей.

### **2.13. ВОЛЬТМЕТРЫ С ВРЕЯИМПУЛЬСНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ**

В основе принципа действия вольтметра времяимпульсного типа лежит преобразование в АЦП измеряемого напряжения в пропорциональный интервал времени, который заполняют с четными импульсами с известной стабильной частотой следования. В результате преобразования, дискретный сигнал измерительной информации на выходе преобразователя имеет вид пачки счетных импульсов, число которых пропорционально измеряемому напряжению. Существует ряд схемных решений создания времяимпульсных вольтметров.

Времяимпульсный вольтметр с генератором линейно изменяющегося напряжения. Структурная схема времяимпульсного вольтметра с генератором линейно изменяющегося напряжения и временные диаграммы, поясняющие ее работу, представлены на рис. 2.17.

Этот вольтметр должен иметь АЦП с промежуточным преобразованием измеряемого напряжения в пропорциональный интервал времени. Структурная схема времяимпульсного вольтметра содержит входное устройство, генератор линейного изменяющегося напряжения (ГЛИН), два устройства сравнения I и II, триггер – Т, логическую



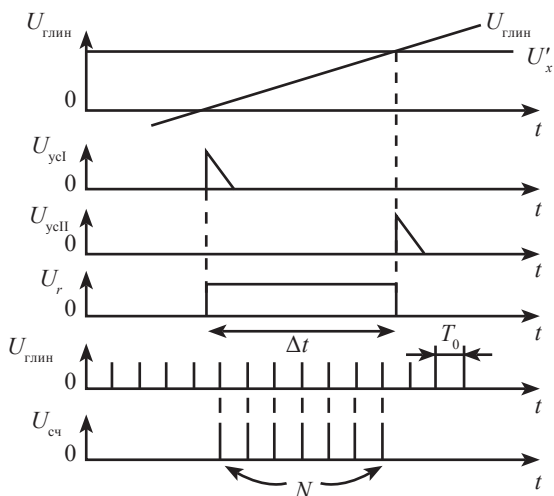
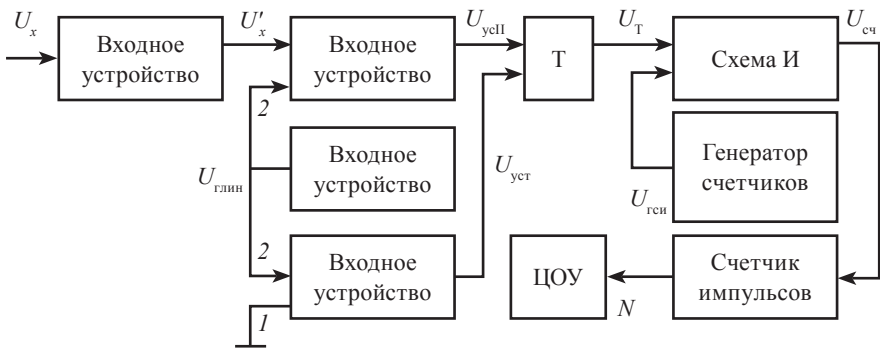


Рис. 2.17. Вольтметр с генератором линейно изменяющегося напряжения.

схему – U, генератор счетных импульсов, счетчик импульсов и цифровое отсчетное устройство.

Измеряемый сигнал  $U_x$  через входное устройство поступает на вход I устройства сравнения  $U$ . Линейно изменяющееся во времени напряжение  $U_{\text{глин}}$  с ГЛИН поступает на вход 2 обоих устройств сравнения. Другой вход устройства сравнения I соединен с корпусом. Дискретный сигнал измерительной информации на выходе преобразователя имеет вид пачки счетных импульсов, число которых  $N$  пропорционально величине входного напряжения  $U_x$ . В момент времени, когда на входе 2 устройства сравнения I напряжение  $U_{\text{глин}} = 0$ , на его выходе возникает импульс  $U_{\text{уст}}$ , условно фиксирующий нулевой уровень входного сигнала. Этот импульс, подаваемый на единичный

вход триггера Т, вызывает появление положительного напряжения на его выходе. Возвращается триггер в исходное состояние импульсом  $U_{\text{ycll}}$ , поступающим с выхода устройства сравнения П. Импульс  $U_{\text{ycll}}$  возникает в момент равенства измеряемого и линейного измеряющего напряжения  $U_{\text{глин}}$ . Сформированный на выходе триггера импульс  $U_{\text{T}}$  длительностью  $\Delta t = U_x S$  (здесь  $S$  – коэффициент преобразования) подается на вход схемы И, на второй вход которой поступает сигнал  $U_{\text{гси}}$  с генератора счетных импульсов, следующих с частотой  $f_0 = \frac{1}{T_0}$ .

На выходе схемы И сигнал  $U_{\text{ст}}$  появляется лишь при наличии импульсов  $U_{\text{T}}$  и  $U_{\text{гси}}$  на ее входах, т.е. счетные импульсы проходят через схему И тогда, когда присутствует сигнал на выходе триггера. Число счетных импульсов на выходе схемы И определяется как  $N = \frac{\Delta t}{T_0} = \Delta t f_0$ , подсчитывается счетчиком и отображается на индикаторе ЦОУ.

Из формул  $\Delta t = U_x \cdot S$  и  $N = \Delta t f_0$  находим измеряемое напряжение:

$$U_x = \frac{N}{f_0 S}. \quad (*)$$

В данном вольтметре значение  $f_0 S$  выбирается равным  $10^m$ , где  $m = 1, 2, 3, \dots$ , (число  $m$  определяет положение запятой в цифровом отсчете), поэтому прибор непосредственно показывает значение измеряемого напряжения.

Рассмотренный цикл работы цифрового вольтметра периодически повторяется. При этом возврат ГЛИН в исходное состояние и подготовка схемы к очередному измерению осуществляется автоматически.

По аналогичному принципу строят цифровые вольтметры переменного тока. В них напряжение переменного тока предварительно выпрямляется и далее подается на устройство сравнения П ( $U_{\text{ycll}}$ ).

Формула (\*) не учитывает погрешности дискретности из-за несовпадения момента появления счетных импульсов с началом и концом интервала времени  $\Delta t$ . Однако еще большую погрешность вносит нелинейность коэффициента преобразования  $S$ . Недостатком метода временимпульсного преобразования является еще и его невысокая помехоустойчивость. Шумовая помеха, наложенная на измеряемое напряжение, изменяет его уровень и, следовательно, меняет момент

появления импульса  $U_{\text{сцп}}$ , определяющего длительность  $\Delta t$  времени счета. Поэтому вольтметры со схемой ГЛИН – наименее точные в ряду цифровых.

## 2.14. ВРЕМЯИМПУЛЬСНЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ С ДВОЙНЫМ ИНТЕГРИРОВАНИЕМ

Принцип работы вольтметра подобен принципу работы схемы с времяимпульсным преобразованием с тем отличием, что здесь в течение цикла измерения  $T$  формируют два временных интервала  $T_1$  и  $T_2$ . В первом интервале производят интегрирование измеряемого напряжения, а во втором – некоторого опорного напряжения. Для повышения помехоустойчивости длительность цикла измерения  $T$  устанавливают кратной периоду воздействующей на вход помехи.

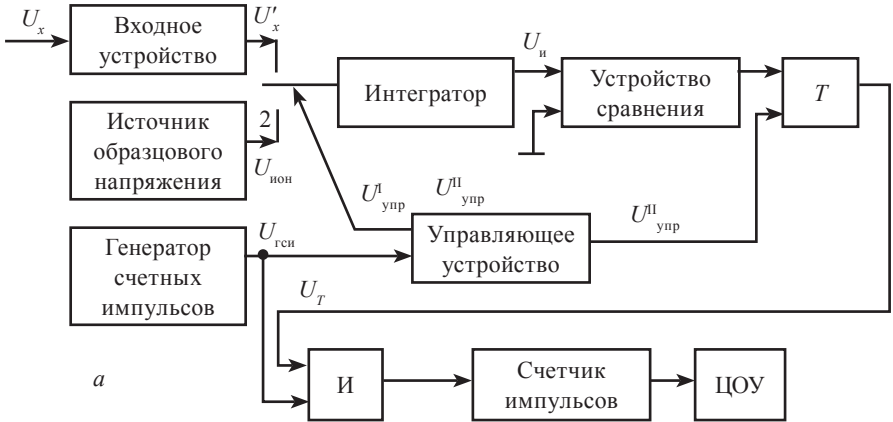
Структурная схема цифрового вольтметра с двойным интегрированием и временные диаграммы, поясняющие ее работу, показаны на рис. 2.18. Схема содержит входное устройство, трехпозиционный ключ, интегратор, источник образцового (опорного) напряжения, устройство сравнения, триггер  $T$ , генератор счетных импульсов ГСИ, управляющее устройство, логическую схему  $I$ , счетчик импульсов и цифровое отсчетное устройство.

В начале цикла измерения при  $t=t_0$  устройство управления схемы вырабатывает калиброванный импульс  $U_{\text{упр}}^I$  с длительностью  $T_1 = T_0 K$ , где  $T_0$  – период следования счетных импульсов;  $K$  – емкость счетчика. В момент появления фронта импульса  $U_{\text{упр}}^I$  ключ переводится в положение  $1$  и с входного устройства на интегратор поступает напряжение  $U'_x$ , пропорциональное измеряемому напряжению  $U_x$ .

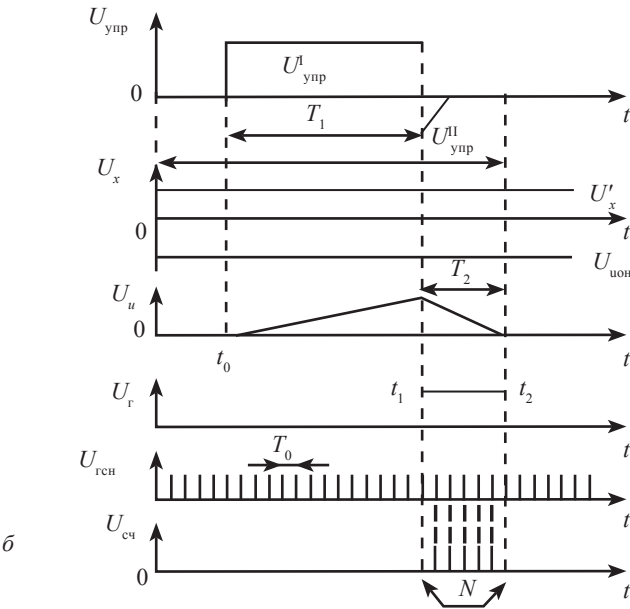
Затем на интервале времени  $T_1 = t_1 - t_0$  происходит интегрирование напряжения  $U'_x$  (пропорционального измеряемому  $U_x$ ), в результате чего нарастающее напряжение на выходе интегратора будет определяться формулой:

$$U_n = \int_{t_0}^{t_1} U'_x dt,$$

в тот момент, когда  $t=t_1$  управляющий сигнал  $U^{II}$ , поступающий с управляющего устройства, переводит ключ в положение  $2$  и на интегратор с источником образцового напряжения поступает образцовое отрицательное напряжение  $U_{\text{юн}}^{II}$ . Одновременно с этим другой управляющий сигнал  $U_{\text{упр}}^{II}$  опрокидывает триггер.



*a*



*б*

Рис. 2.18. Цифровой вольтметр с двойным интегрированием:  
*a* – структурная схема; *б* – временные диаграммы.

Интегрирование напряжения –  $U_{ион}$  происходит быстрее, так как в схеме установлено  $|U_{ион}| > U'_x$ . Интегрирование образцового напряжения продолжается до тех пор, пока выходное напряжение интегратора снова не станет равным нулю (при этом  $T_2 = t_2 - t_1$ ). Поэтому в течение времени второго интервала на выходе интегратора формируется спа-

дающее напряжение  $U_H = -\int_{t_1}^{t_2} U'_{\text{ион}} dt$ . При этом длительность интервала интегрирования  $T_2$  тем больше, чем выше амплитуда измеряемого напряжения  $U'_x$ .

В тот момент, когда  $t=t_2$  напряжение  $U_{\text{и}} на выходе интегратора становится равным нулю и устройство сравнения (второй вход которого соединены с корпусом) выдает сигнал на триггер, возвращая его в исходное состояние. На его выходе формируется импульс  $U_1$  длительностью  $T_2$ , поступающий на вход схемы И. На другой ее вход подается сигнал  $U_{\text{гсн}}$  с генератора счетных импульсов. По окончании импульса  $U_{\text{т}}$ , поступающего с триггера, процесс измерения прекращается.$

Преобразование измеряемого временного интервала  $T_2$  в эквивалентное число импульсов  $N$  осуществляется так же, как и в предыдущем методе, – заполнением указанного интервала периодическими импульсами генератора счетных импульсов и подсчетом их числа счетчиком. На счетчике, а значит, и на ЦОУ записывают число импульсов  $N U_{\text{сч}}$  пропорциональное измеряемому напряжению  $U'_x$ .

$$\int_{t_1}^{t_2} U'_x dt - \int_{t_1}^{t_2} U_{\text{ион}} dt = 0.$$

Из этого выражения можно получить следующие формулы  $T_1 = T_0 K$ ;

$$T_2 = T_0 N; U'_x T_1 = U_{\text{ион}} \cdot T_2, \text{ откуда получаем } U'_x = U_{\text{ион}} \frac{N}{K}$$

Из приведенных выше соотношений следует, что погрешность результата измерения зависит только от уровня образцового напряжения. Однако здесь также имеет место случайная погрешность дискретности. Достоинством данного прибора является высокая помехозащищенность, так как он интегрирующий. На основе схем с двойным интегрированием выпускают приборы с более высоким классом точности, чем приборы с ГЛИН. Вольтметры этого типа имеют погрешности изменения 0,005...0,02 %.

Цифровые вольтметры наивысшего класса в точности создаются по комбинированным схемам. В их устройствах сочетают методы поразрядного уравнивания и времяимпульсного интегрирующего преобразования.

## 2.15. ЦИФРОВЫЕ МУЛЬТИМЕТРЫ

Включенные в схему цифрового вольтметра микропроцессоры и дополнительные преобразователи позволяют превратить его в универсальный измерительный прибор – **мультиметр**. Цифровые мультиметры измеряют постоянное и переменное напряжение, силу тока, сопротивление резисторов, частоту электрических колебаний и т. д. При совместном использовании с осциллографом мультиметры способны измерять интервал времени (период, длительность импульсов и пр.). Наличие в электрической схеме вольтметра микропроцессора позволяет осуществлять автоматическую коррекцию погрешностей измерений, автокалибровку и диагностику отказов.

На рис. 2.19 в качестве примера представлена структурная схема цифрового вольтметра с микропроцессором. Основными устройствами вольтметра являются: микропроцессор, АЦП, блок нормализации сигналов и управления.

Блок нормализации сигналов с помощью соответствующих преобразователей приводит входные измеряемые параметры (напряже-

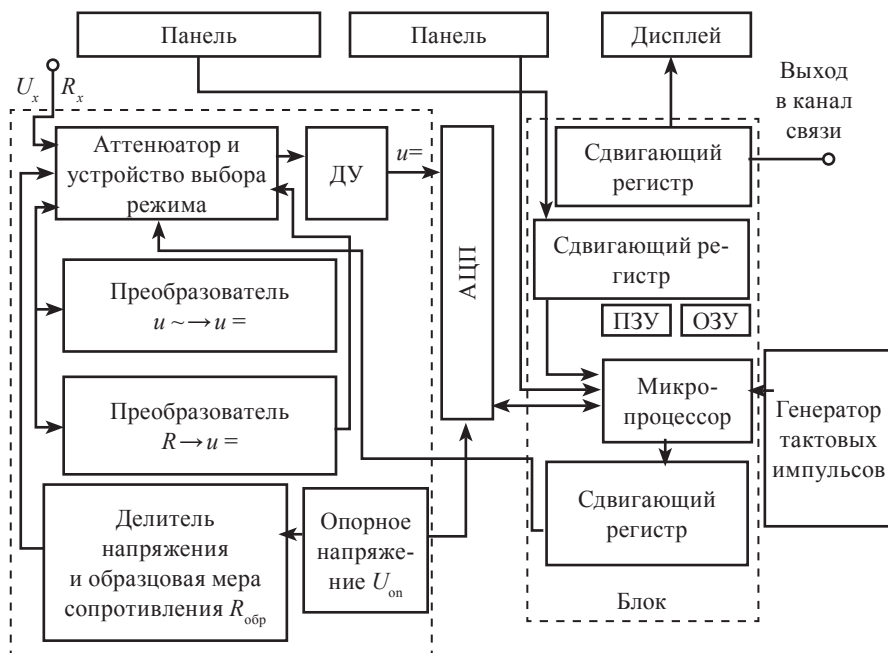


Рис. 2.19. Структурная схема цифрового вольтметра с микропроцессором.

ния переменного и постоянного тока, сопротивления постоянному току и пр.) к унифицированному сигналу  $U_{\text{оп}}$ , который подается на вход АЦП. Последний действует обычно по методу двойного интегрирования. Блок управления обеспечивает выбор режима работы для заданного вида измерений, управления АЦП, дисплеем и создает нужную конфигурацию систем управления.

Основным блоком управления является микропроцессор, который связан с другими узлами через сдвигающие резисторы. Управление микропроцессором осуществляется с помощью клавиатуры, расположенной на панели управления, или через стандартный интерфейс (блок сопряжения; см. далее) подключаемого канала связи. Программа работы микропроцессора хранится в постоянном запоминающем устройстве ПЗУ и обеспечивается с помощью оперативного запоминающего устройства ОЗУ.

Для измерений используют встроенные высокостабильные прецизионные резистивные делители опорного напряжения, дифференциальный усилитель ДУ и ряд внешних элементов (аттенюатор, здесь – ослабитель и устройство выбора режима, блок опорного напряжения  $U_{\text{оп}}$ ). Все импульсные и цифровые устройства синхронизируют силами генератора тестовых импульсов.

## **2.16. ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЙ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ**

При измерениях напряжения необходимо правильно выбрать прибор с учетом его диапазона, амплитуды, частотного диапазона, класса точности, потребления мощности из измерительной цепи, влияния формы сигнала на результат измерения. Эти параметры указаны в технической документации на прибор. При этом следует обратить внимание на следующие важные обстоятельства. При измерении гармонических напряжений частота измеряемого сигнала должна находиться в пределах рабочего диапазона частот. Необходимо проверить по паспорту, не имеет ли место дополнительная частотная погрешность в измеряемой точке. При измерении сигналов сложной формы частотный диапазон выбирают с учетом высших гармоник. Если используется электронный прибор с амплитудным детектором, то по его показаниям можно определить среднее квадратичное значение и

только для случая, когда известен коэффициент амплитуды измеряемого сигнала. Аналогично, при измерении прибором с преобразователем средневыпрямленного значения  $U_{\text{пр}}$  для определения среднего квадратичного значения сигнала нужно знать коэффициент его формы  $K_{\text{ф.сиг}}$ . В этом случае:

$$U = \frac{U_{\text{пр}} K_{\text{ф.сиг.}}}{K_{\text{ф.}}} \approx \frac{U_{\text{пр}}}{1,11} K_{\text{ф.сиг.}}$$

где  $K_{\text{ф.}} \approx 1,11$ .

При измерениях на переменном токе с помощью электронных приборов следует иметь в виду, что основная их масса имеет «закрытый вход» для постоянной составляющей сигнала, т.е. измеряемое напряжение подается через конденсатор. Поэтому при измерении импульсных сигналов прибора с амплитудными преобразователями на это следует обратить особое внимание.

Оценим, как зависят показания приборов с амплитудным преобразователем от параметров однополярных импульсов, амплитуда  $U_p$ , длительность  $\tau$  и частота  $f = \frac{1}{T}$  следования которых известны (рис. 2.20).

Пусть шкала измерительного прибора отградуирована в средних квадратичных значениях синусоиды. Тогда показание прибора с амплитудным преобразователем измеряемого импульсного напряжения должна быть  $U_{\text{пр}} = \frac{U_m}{1,41}$ . Вследствие того, что где  $U_m$  – амплитудное значение, прибор реагирует только на переменную составляющую сигнала, представленную на рис. 2.20 по отношению временной оси  $t'$ , показания прибора будет:  $U_{\text{пр}} = \frac{U_m^+}{1,41}$  или  $U_{\text{пр}} = \frac{U_m^-}{1,41}$  в зависимости

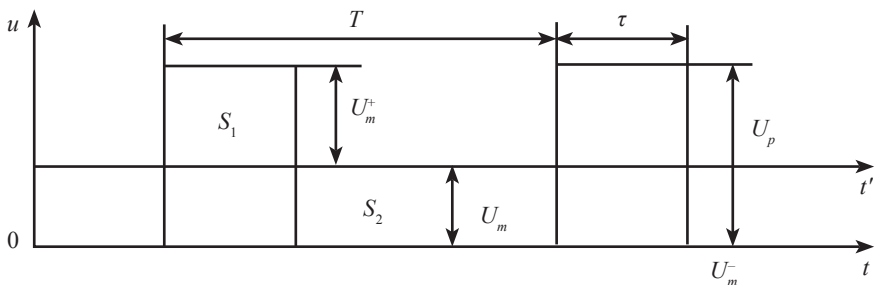


Рис. 2.20. Диаграммы к вольтметрам с амплитудным преобразователем.



от полярности подключения, где  $U_m^+ = \frac{U_p(T - \tau)}{T}$  – положительная амплитуда;  $U_m^- = \frac{U_{np}\tau}{T}$  – отрицательная амплитуда.

Формула перевода напряжений получена из условия равенства нулю постоянной составляющей, т. е. площади  $S_1$  и  $S_2$  относительно оси времени  $t'$  имеют следующий вид:

$$S_1 = U_m^+ \tau; \quad S_2 = U_m^-(T - \tau).$$

## 2.17. ИЗМЕРЕНИЕ ШУМОВОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Наиболее точное среднее квадратичное значение шумового напряжения можно измерить вольтметром с квадратичным детектором. Градуировка только вольтметра не зависит от формы напряжения, а следовательно, пригодна и в данном случае. При измерении шумовых напряжений необходимо учитывать ряд специфических требований.

1. Шумовое напряжение может иметь большие выбросы амплитуд, превышающие в 3–4 раза его среднее квадратичное значение. Поэтому обеспечивают требуемую протяженность квадратичного участка диодной характеристики, при этом не должно быть ограничения шумового напряжения в усилителях, включенных до детектора. Амплитудная характеристика входного усилителя должна быть линейной до уровня, вероятность превышения которого шумовым напряжением невелика.

2. Спектральная плотность шумового напряжения обычно занимает широкую полосу частот. Усилители, включенные до нелинейного устройства, не должны вносить линейных искажений.

3. При измерении показания вольтметра определяются реализацией исследуемого процесса за конечное время накопления, т. е. измеряется среднее квадратичное значение отдельных реализаций шумового напряжения. Пусть исследуемый шум – стационарный случайный процесс, и его математическое ожидание и дисперсия не зависят от времени. Показания вольтметра будут различными для разных реализаций, т. е. имеет место ошибка измерений, обусловленная конечностью времени накопления. Разброс показаний от одной реализации к другой тем меньше, чем больше время накопления. При этом ошибка измерений также уменьшается.

## 2.18. ИЗМЕРЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ И ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

Импульсные напряжения измеряют импульсными вольтметрами, построенными по схеме, показанной на рис. 2.21. В этой схеме возможно измерение амплитуды только положительных импульсов, для отрицательных необходимо обратное включение диода. Специальные импульсные вольтметры градуируют в амплитудных значениях.

При измерении напряжений радиоимпульсов процессы в вольтметре протекают так же, как и при измерении напряжений видеоимпульсов. Однако заряд конденсатора в схеме происходит только при положительных полупериодах несущей частоты, т. е. при положительной огибающей. Погрешность измерений в этом случае может возрасти. В случае измерения импульсных напряжений необходимо иметь в виду, что их спектр частот очень широк, особенно спектр радиоимпульсов малой длительности. При измерении напряжений высокой частоты появляется погрешность, обусловленная влиянием следующих факторов:

- наличием входной емкости детектора, емкостью и индуктивностью монтажа; присутствие этих элементов часто приводит к резонансным явлениям;
- инерционностью носителей заряда в активных элементах (например, транзисторных усилителей).

Для уменьшения погрешности из-за резонанса частоту резонанса входной цепи располагают вне диапазона рабочих частот вольтметра и уменьшают длину соединительных проводов. Для этого детектор выполняют в виде выносного блока, к которому непосредственно подключают измеряемое напряжение. Иногда измеряемое напряжение подают на вольтметр через отрезок длинной линии. Резонансные

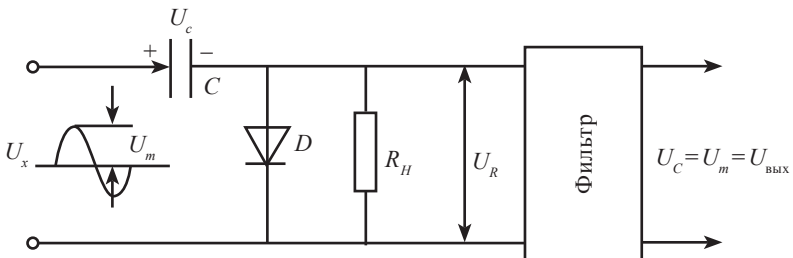


Рис. 2.21. Амплитудный детектор с параллельным диодом.

процессы во входной цепи приводят к завышению значения измеряемого напряжения. Инерционность носителей заряда ведет к тому, что вольтметр показывает заниженные значения измеряемого напряжения. Погрешности за счет резонанса и инерционности носителей имеют противоположные знаки, что приводит к их частичной компенсации.

## 2.19. ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ СИЛЫ ТОКА

Существует ряд методов измерения силы тока: кроме прямых измерений, широко используют косвенные измерения.

**Прямые измерения силы тока.** В этом случае амперметр включают последовательно в разрыв электрической цепи, в которой проводится измерение силы тока (рис. 2.22, а). Включение в исследуемую цепь амперметра искажает результат измерения. В частности, наличие в схеме на рис. 2.22, а амперметра с внутренним сопротивлением  $R_A$  (оно не показано) приведет к тому, что вместо силы тока  $I_x = \frac{U}{R}$ , который протекал в этой цепи без амперметра, после его включения потечет ток:

$$I = \frac{U}{R + R_A}.$$

Абсолютная погрешность измерения  $\Delta I = I_x - I_1$  будет тем больше, чем выше внутреннее сопротивление амперметра.

**Измерение силы тока косвенным методом с помощью электронных вольтметров.** Поскольку между напряжением и током в электрической цепи имеется линейная связь (согласно закону Ома), то ток можно измерить косвенным методом с помощью схемы, показанной на рис. 2.22, б. Измерив вольтметром напряжение на сопротивлении эталонного резистора  $R_{\Omega}$ , силу тока находим по формуле:

$$I_x = \frac{U_{\Omega}}{R_{\Omega}},$$

где  $U_{\Omega}$  – напряжение, измеренное вольтметром;

$I_x$  – ток, подлежащий определению;

$R_{\Omega}$  – активное эталонное сопротивление известного номинала.

Однако при измерении малых токов подобная методика может оказаться неприемлемой. В этом случае в измерительных приборах

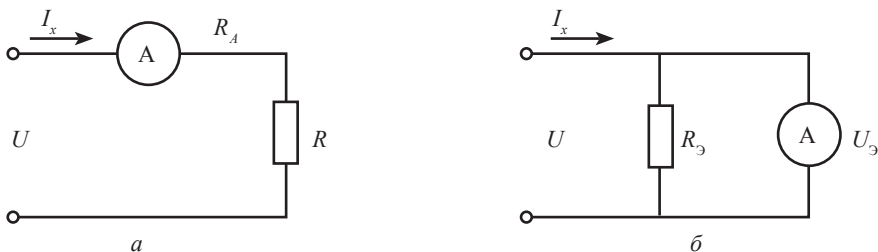


Рис. 2.22. Схемы измерения силы тока:  
*a* – амперметр; *б* – с помощью вольтметра.

применяют схему с входным усилительным каскадом с достаточно малым входным сопротивлением.

Применение усилителей с большим коэффициентом усиления позволяет измерять напряжение или силу тока очень малых значений. Настоящий уровень развития электронной техники позволяет успешно решить эту задачу. Поэтому не коэффициент усиления, а внутренние шумы усилителя и источника исследуемого сигнала определяют предельно достижимый порог чувствительности при измерении малых сигналов.

## 2.20. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ

Мощность определяется как работа, выполненная в единицу времени. Мощность в электрических цепях, называется активной, равна произведению напряжения на ток в цепи и на косинус фазового угла между ними:

$$P_T = U \cdot I \cos\varphi,$$

Существует еще два понятия мощности: полная –  $P_A = UI$  и реактивная –  $P_R = UI \sin\varphi$ : эти три типа мощности связаны выражением:

$$P_A = \sqrt{P_T^2 + P_R^2}.$$

Реактивная мощность входящая в это выражение, должна быть сведена к минимуму: поставщики электроэнергии наказывают потребителей за включение в сеть нагрузок с плохим коэффициентом мощности (т. е. с большой реактивной мощностью). На рис. 2.23 представлена схема, работающая на переменном токе. Видно, что реактивную

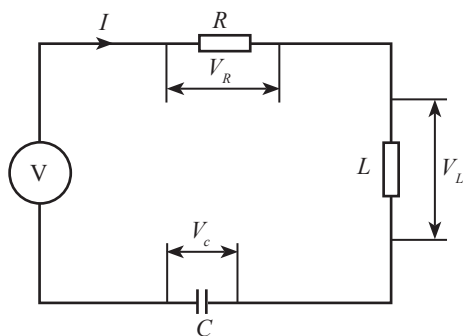


Рис. 2.23. Схема цепи напряжения и тока в цепи переменного тока.

мощность можно исключить, если принять меры по обеспечению равенства  $U_C = U_L$ , т. е. выполнить коррекцию коэффициента мощности.

На низких частотах мощность обычно рассчитывается по измеренным значениям тока и напряжения. На высоких частотах, превышающих 1 МГц, более удобны и точны измерения мощности, а напряжение и ток можно рассчитать. На частоте выше 1 ГГц понятие напряжения и тока теряет смысл и мощность остается практически единственным измеримым параметром. В цепи переменного тока мощность непрерывно меняется вместе с изменениями напряжения и тока. Приборы измеряют среднюю или постоянную мощность, что при работе на радиочастотах означает усреднение по большому числу циклов. Период, по которому производится усреднение, зависит от типа сигнала. Для непрерывного сигнала мощность усредняется по большому числу периодов высокой частоты. В случае амплитудно-модулированного сигнала усреднение мощности производится по нескольким циклам, а для импульсного сигнала по большому числу импульсов.

Импульсная мощность неудобна для измерения на СВЧ (сверхвысоких частотах) или когда форма импульса отличается от прямоугольной и его длительность трудно определить.

Поэтому лучше измерять максимальное значение мощности огибающей, приводя усреднение по очень короткому интервалу времени, который должен быть значительно короче периода модулирующей волны максимальной частоты, но в то же время охватывать несколько периодов высокочастотного сигнала. Для идеального прямоугольно-

го импульса максимальная мощность огибающей равна импульсной мощности, а при непрерывном сигнале обе эти величины равны средней мощности. Наиболее широко распространены именно измерения средней мощности.

На низких частотах мощность измеряется в ваттах – 1 Вт, киловатт – 1 000 Вт, мегаватт – 1 000 000 Вт.

На высоких частотах относительные результаты измерения мощности часто выражаются в децибелах (дБ). Децибел составляет одну десятую бела. Например, если  $P_1$  – мощность на входе усилителя, а  $P_2$  – мощность на выходе, то коэффициент усиления равен:

$$K_{(\text{дБ})} = 10 \lg \frac{P_1}{P_2}.$$

Децибел удобен для измерения мощности, поскольку обеспечивает более компактную форму записи; чтобы найти усиление многокаскадной схемы, достаточно сложить коэффициенты усиления отдельных каскадов вместо их перемножения.

За уровень отсчета мощности в системах связи обычно принимается мощность 1 МВт, рассеиваемая на сопротивлении 600 Ом. Она получается, если приложить к 600-омной нагрузке напряжение 0,775 В. Мощность отсчитываемая до этого уровня выражается в единицах дБ. Она определяется так же, как и мощность в децибелах, но в знаменателе выражения всегда подставляют 1 МВт.

$$K_{(\text{дБ})} = 10 \lg \left( \frac{P_1}{1 \text{ МВт}} \right).$$

На сетевых и низких частотах наиболее широко применяется электродинамический измерительный механизм, представленный на рис. 2.24. Он пригоден для измерения относительно высоких уровней мощности. По существу одна и та же конструкция электродинамического прибора используется для измерения как напряжения и тока, так и мощности, отличаются лишь схемы включения прибора. На рис. 2.25 представлена схема измерения мощности в однофазной цепи. Неподвижные катушки включены последовательно в цепь тока нагрузки. Подвижная катушка с обмоткой из более тонкой проволоки, чем неподвижные, помещена в магнитное поле неподвижных катушек. Она подключена с помощью добавочного сопротивления  $R$ , таким

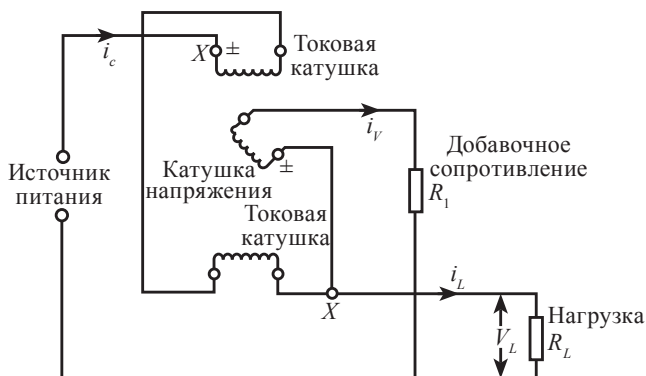


Рис. 2.24. Схема электродинамического ваттметра.

образом, что измеряет напряжение на нагрузке. Отключение прибора пропорционально средней мощности в нагрузке, так что прибор можно отградуировать в ваттах.

Электродинамический ваттметр может измерять мощность переменного или постоянного тока, его показания не зависят от формы кривой напряжения и тока. Он имеет точность при отклонении на всю шкалу лучше 0,25% для постоянного тока и для переменного тока частотой до 2,5 кГц. Важной характеристикой прибора является его способность выдерживать большие токи, поскольку при использовании в цепях с низким коэффициентом мощности измеренное значение мощности не выходит за пределы шкалы прибора, но при этом ток может быть очень большим.

Электродинамический ваттметр расходует некоторую долю мощности на поддержание своего магнитного поля, но это доля мала по сравнению с мощностью поступающей на нагрузку.

Мощность в многофазовых цепях измеряется несколькими ваттметрами, показания которых суммируются. Число ваттметров, необ-

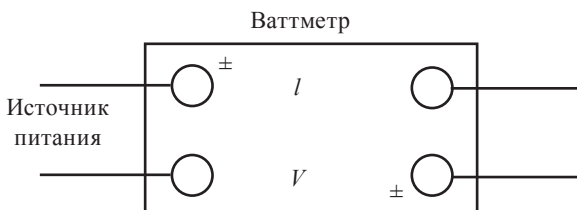


Рис. 2.25. Схема измерения рассеиваемой мощности в ваттметре.

ходимых для измерения мощности, на единицу меньше, чем число линий в многофазовой системе, если в ней применен общий нулевой провод для всех линейных проводов.

Приборы, предназначенные для измерения мощности на высоких и сверхвысоких частотах, бывают двух типов: поглощающие измерители мощности, содержащие собственную нагрузку, и измерительные линии, в которых нагрузка располагается на некотором расстоянии. Поглощающие приборы более точны и обычно включают в себя 50-омную нагрузку для работы на высоких частотах. В основных современных приборах для лабораторных исследований применяются термисторы, термопары или диодные датчики. Датчик должен поглощать всю высокочастотную мощность, поскольку прибор, соединенный с датчиком, измеряет поглощенную мощность. Структурные схемы измерителей мощности высоких и СВ частот приведены на рис. 2.26.

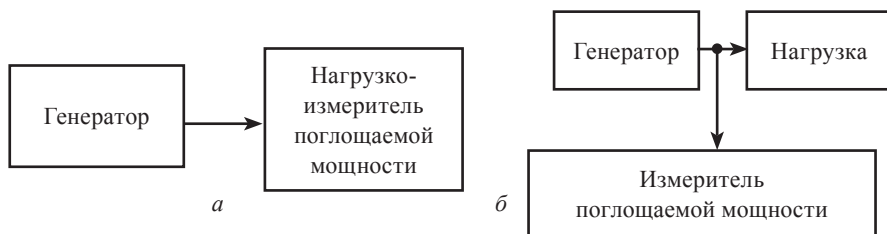


Рис. 2.26. Способы измерения мощности ваттметром: а – поглощающего типа; б – проходящей мощности.

### Контрольные вопросы и задания

1. Что называется амплитудным, средним, средневывпрямленным и средним квадратичным значением напряжения или тока?
2. Какие коэффициенты устанавливают связь между амплитудным и средним квадратическим, и средним значением напряжения и тока?
3. Из-за чего может появиться методическая погрешность при измерении несинусоидального сигнала?
4. Перечислите основные системы электромеханических приборов и дайте сравнительные характеристики по параметрам.



5. Почему магнитоэлектрический механизм работоспособен только на постоянном токе?
6. Перечислите достоинства компенсационного метода измерения напряжения.
7. Приведите основные схемы построения электронных аналоговых вольтметров и их отличия.
8. Объясните работу амплитудного диодного преобразователя.
9. Почему амплитудный преобразователь наиболее высокочастотен?
10. Какой принцип действия реализован в кодоимпульсных цифровых вольтметрах?
11. На каком принципе строят вольтметры времяимпульсного типа?
12. Как измеряют шумовые импульсные напряжения?
13. В чем состоят особенности измерения силы тока?
14. В чем состоят особенности измерения мощности?

---

## ГЛАВА III ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

### ВВЕДЕНИЕ

При исследованиях, испытаниях измерительных параметров или характеристик различных радиотехнических элементов, схем, устройств и систем требуются источники испытательных и реальных сигналов самых разнообразных форм, частот и мощностей. Подавая эти сигналы на исследуемую аппаратуру, измеряют ряд параметров электрических сигналов (частоту гармонического колебания, длительность и период следования импульсов, коэффициент, амплитудно-частотные и переходные характеристики электрических цепей), а также определяют коэффициент шума и чувствительность радиоприемных устройств; градуируют или тестируют измерительные приборы; записывают измерительные линии при определении коэффициентов бегущей и стоячей волны, коэффициентов отражения и полных сопротивлений нагрузки СВЧ-устройств. Такие источники различных колебаний называют измерительными генераторами (автогенераторами) сигналов. Измерительные генераторы бывают разных типов, провести грань между различными современными генераторами сигналов затруднительно; как правило, каждый из них выполняет несколько функций.

Генераторы гармонических (синусоидальных) колебаний как в звуковом, так и в высокочастотном диапазоне называются задающими генераторами и обеспечивают генерацию на выходе высокостабильной фиксированной частоты. Импульсные генераторы и генераторы прямоугольных импульсов (меандров) также сохраняют форму волны с большой точностью. У меандров коэффициент заполнения равен 50%, а у импульсных генераторов его можно менять.

Генераторами сигналов часто называют модулирующие устройства. Генераторы функций обеспечивают на выходе сигналы разной

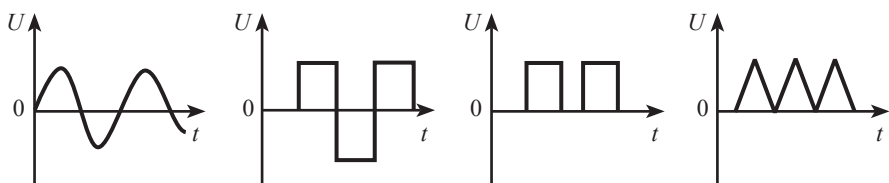


Рис. 3.1. Формы сигналов, вырабатываемые генераторами.

формы: синусоидальной, прямоугольной, импульсной и треугольной (рис. 3.1).

Они обычно имеют более низкие характеристики, чем специализированные устройства.

### 3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Измерительные генераторы, выпускаемые промышленностью, строятся по различным схемам:

- генераторы низкочастотных сигналов – источники гармонических немодулированных или модулированных сигналов инфразвуковых – 0,01–20 Гц (не слышимые человеческим ухом), звуковых – 20–20 000 Гц (слышимые человеческим ухом), ультразвуковых – 20 000–300 000 Гц;

- генераторы высокочастотных сигналов – источники гармонических немодулированных и модулированных сигналов высоких – 300 000–300 000 000 Гц (0,3–300 МГц) и сверхвысоких частот (свыше 300 МГц);

- генераторы качающейся частоты;

- источники гармонических сигналов, частоты которых автоматически изменяются в пределах устанавливаемой полосы частот;

- генераторы импульсов или релаксационные генераторы – источники одиночных или периодических видеопульсных сигналов различной формы;

- генераторы шумовых и шумоподобных сигналов.

Генераторы всех типов состоят в основном из трех частей: задающего генератора, который является источником колебаний, усилителя мощности – обеспечивающий выходной сигнал и цепи обратной связи для передачи части энергии с выхода усилителя обратно на вход.

Структурная схема генератора выглядит следующим образом (рис. 3.2). Для генерации сигналов необходимо выполнить два условия. Во-первых, усиление в цепи ( $K \cdot \beta$ ) обратной связи должно быть равно единице, во-вторых, фазовый сдвиг между входным напряжением и напряжением цепи обратной связи должен быть равен нулю. (Усилитель с нечетным числом каскадов дает фазовый сдвиг  $180^\circ$ , поэтому цепь обратной связи должна также обеспечить фазовый сдвиг  $180^\circ$  на частоте генерации).

Все типы генераторов характеризуются следующими параметрами:

- частотный диапазон (лабораторные приборы работают в диапазоне от 0,00005 Гц – свыше 300 МГц;
- выходные напряжение или мощность ( $U_{\text{вых}}$  и  $P_{\text{вых}}$ ) должны также удовлетворять требованиям эксплуатации;
- выходное полное сопротивление генератора – важная характеристика прибора. Многие генераторы используются в системах с полным сопротивлением, равным 600 Ом, и имеют 600-омный выходной аттенуатор;
- разрешающая способность шкалы прибора и ее точность характеризуют, насколько точно можно настроить генератор на заданную частоту;
- стабильность частоты есть мера его способности поддерживать выбранную частоту в течение заданного периода времени;
- стабильность амплитуды характеризует изменение амплитуды генерируемого сигнала со временем при фиксированной настройке;
- коэффициент гармоник указывает, в какой мере форма выходных колебаний близки к синусоидальной.

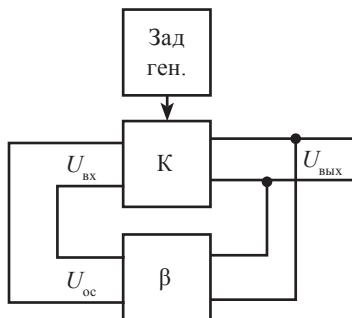


Рис. 3.2. Структурная схема генератора гармонических колебаний.

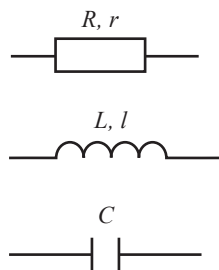


Рис. 3.3. Схемы элементов радиотехнических схем.

Основным элементом генератора является задающий генератор, который может состоять из трех пассивных элементов радиотехнических схем: активного сопротивления, индуктивности и емкости (конденсатора) (рис. 3.3).

Если эти элементы последовательно подключить к источнику питания, то в данной системе, называемой колебательным контуром (последовательным), возникают вынужденные колебания. Общее напряжение в колебательном контуре  $U$  состоит из трех составляющих  $U_p$ ,  $U_C$ ,  $U_L$ . Причем напряжение  $U$  меняется с круговой частотой  $\omega$ , значит колеблется с определенной частотой  $f$ . Частота колебания зависит от величины реальных значений (величин) основных элементов колебательного контура (рис. 3.4).

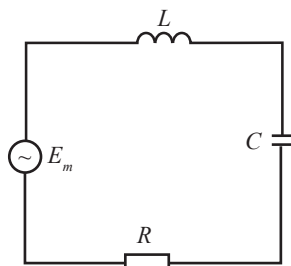


Рис. 3.4. Последовательное включение генератора в последовательный контур.

Значительный ток в колебательном контуре возникает лишь при частоте источника, мало отличающейся от резонансной. Контур обладает определенными избирательными свойствами, которые можно характеризовать шириной резонансной характеристики.

Процессы, происходящие в последовательном колебательном контуре, отличаются от процессов, происходящих в параллельном контуре.

Токи, протекающие в ветвях параллельного контура при резонансе, одинаковы, так как сопротивление ветви равно волновому (рис. 3.5).

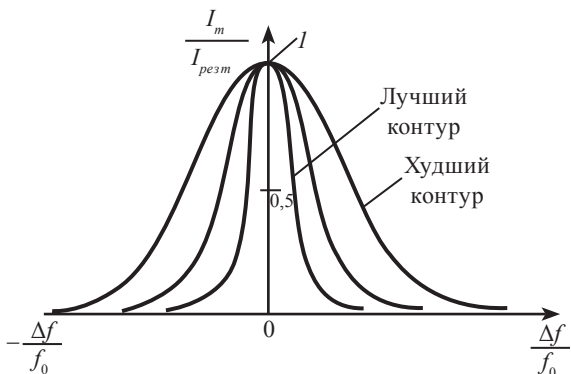


Рис. 3.5. Кривые резонанса в относительном масштабе.

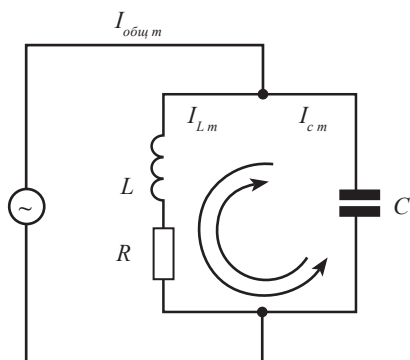


Рис. 3.6. Схема параллельного колебательного контура.

Если последовательный контур при резонансе эквивалентен короткому замыканию цепи, то параллельный – соответствует ее разрыву (рис. 3.6).

Таким образом, воспользовавшись свойствами последовательного и параллельного колебательного контура, можно их подчинить выработке колебательных сигналов, которые нашли применение в генераторах (в частности, в измерительных приборах), и свойству избирательности, нашедшему широкое применение в радиотехнике.

Если элементы колебательного контура конденсатор и индуктивность заменить на переменные, то и свойства можно наблюдать в определенном диапазоне частот. Так как конструктивно катушки индуктивности меняются в небольших пределах, то ими пользуются в целях настройки. Изменение диапазона в широком участке осуществляется за счет переменных конденсаторов.

Последовательные и параллельные колебательные контуры могут быть построены из двух или трех основных элементов. В зависимости от этого различают LC- и RC-генераторы. Рассмотрим некоторые из них.

### 3.2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ LC-ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

В LC-генераторах гармонических колебаний, для которых выполняется условие балансов амплитуд и фаз, частота в основном определяется резонансом колебательного контура:  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ .

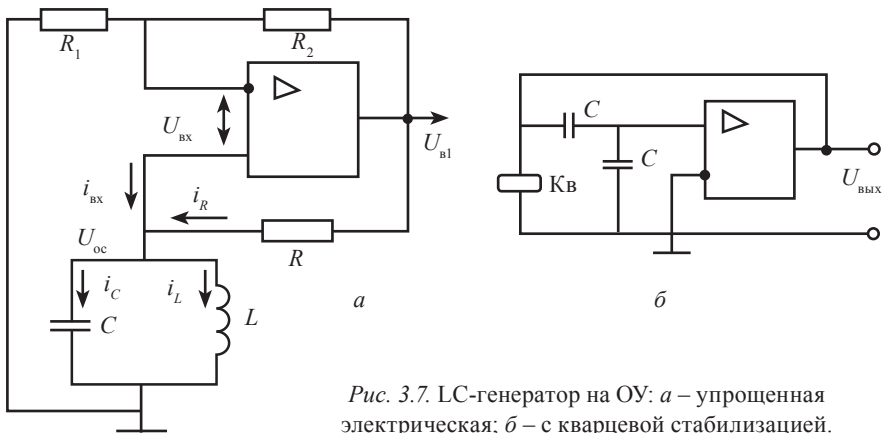


Рис. 3.7. LC-генератор на ОУ: а – упрощенная электрическая; б – с кварцевой стабилизацией.

Упрощенная схема LC-генератора на операционном усилителе представлена на рис. 3.7, а.

Усилитель генератора охвачен двумя цепями ОС, обеспечивающими режимы балансов амплитуды и фаз. Баланс амплитуд устанавливают цепью отрицательной ОС, состоящей из резистора  $R_1$  и  $R_2$ . С ее помощью задают требуемый коэффициент усиления усилителя

$|K| = \frac{R_1}{R_2}$ . Баланс фаз обеспечивается положительной ОС, состоящей из резистора  $R$  и параллельного колебательного LC-контура. Коэффициент передачи цепи положительной ОС:

$$\beta = \frac{R_0}{R_0 - R},$$

где  $R_0$  – резонансное сопротивление параллельного контура.

**Кварцевая стабилизация частоты.** К LC-генераторам относятся и генераторы с кварцевой стабилизацией частоты. Стабилизация частоты генераторов основано на применении кварцевого резонатора вместо одного из элементов контура, что позволяет снизить нестабильность частоты колебаний до  $10^7$  (отклонение частоты  $\Delta f = 0,1$  Гц от генерируемой в  $f_p = 1$  МГц).

Кварцевый резонатор (сокращенно Кварц – Кв) представляет собой помещенный в специальный кварцедержатель тонкую прямоугольную пластинку минерала кварца, грани которой определенным образом ориентированы по отношению осям кристалла. Кварц об-

ладает прямым и обратным пьезоэлектрическим эффектом. Прямой пьезоэффект возникает при механическом сжатии или растяжении кварцевой пластинки и сопровождается появлением на ее противоположной грани электрических зарядов. При воздействии на кварцевую пластинку переменного электрического поля в ней возникают упругие механические колебания (обратный пьезоэффект), приводящий в свою очередь, к появлению электрических зарядов на гранях пластинки.

Пластинку кварца можно представить в виде электромеханической колебательной системы и сравнивать ее свойства с обычным резонансным LC-контуром. Известно, что добротность кварцевого резонатора достигает сотен тысяч, тогда как у колебательного контура она не превышает 300–400. На рис. 3.7, б показана упрощенная схема LC-генератора с кварцевой стабилизацией.

Диапазон перестройки генерируемой частоты измерительных LC-генераторов обычно лежит в пределах 0,01 Гц до 1 МГц, минимальная дискретность ее установки составляет 0,0 Гц.

### **3.3. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ RC-ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ**

Технические характеристики LC-генераторов диапазона низких частот существенно ухудшаются из-за резкого возрастания величин индуктивности и емкостей колебательных контуров и соответствующих им размеров катушек и конденсаторов. Их также трудно перестраивать по частоте в широких пределах. Поэтому в низкочастотных измерительных генераторах гармонических колебаний в качестве колебательных систем и цепей положительной ОС применяют частотно-избирательные RC-цепи.

В схему RC-генератора, как и в любом генераторе, необходимо ввести положительную ОС. Это достигается включением фазосдвигающих RC-цепей. Обычно в RC-генераторе включают мост Вина рис. 3.8, а, который осуществляет сдвиг фазы сигнала ОС на 180°. Подобный генератор строится на основе усилителя, у которого в широком диапазоне частот коэффициент передачи – вещественная величина, а фазовый сдвиг  $\varphi = 2\pi$  обеспечивают мостом Вина и инверсией сигнала в операционном усилителе (рис. 3.8, б).



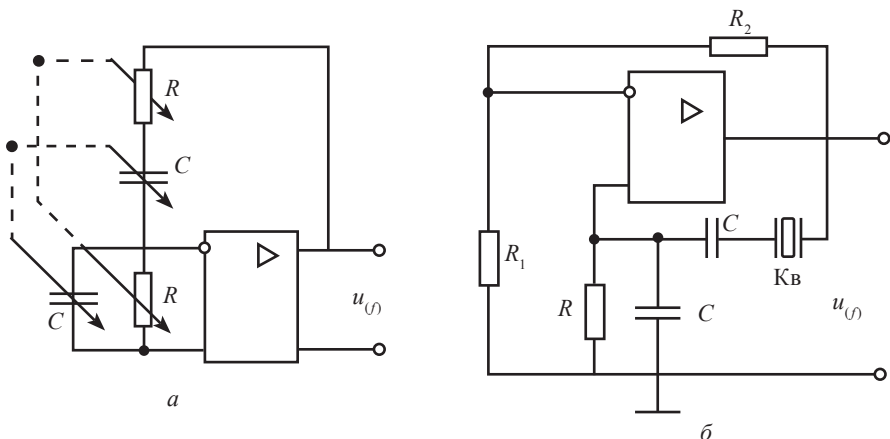


Рис. 3.8. Схема RC- генераторов с мостом Вина:  
 а – обычная; б – с кварцевой стабилизацией.

Частота гармонических колебаний в RC-генераторе с мостом Вина определяется следующей формулой:  $f = \frac{1}{2\pi RC}$ .

На рис. 3.8, б изображена упрощенная схема RC-генератора с мостом Вина, в котором вместо одного из резисторов включен кварцевый резонатор Кв, работающий в режиме резонанса напряжений.

### 3.4. ГЕНЕРАТОР ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

Обобщенная структурная схема генератора звукового диапазона (низкочастотного генератора с диапазоном от нескольких долей герц до нескольких десятков кГц) типа ГС включает: задающий генератор, усилитель мощности, выходное устройство и цифровой (или любой электронный) вольтметр (рис. 3.9).

Основным узлом структурной схемы генератора звуковых сигналов является задающий генератор. Задающий генератор – первичный

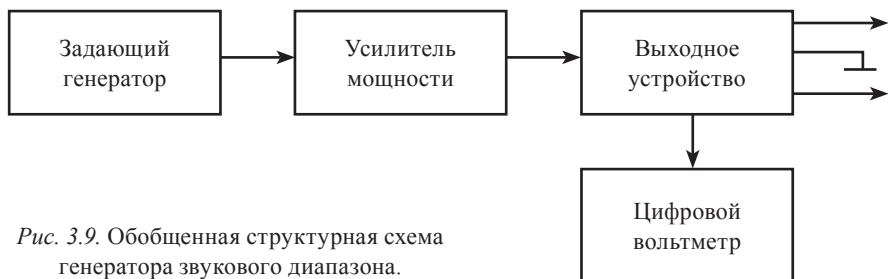


Рис. 3.9. Обобщенная структурная схема генератора звукового диапазона.

источник гармонических колебаний. Схема задающего генератора должна обеспечивать широкие пределы и высокую точность установки частоты, высокую стабильность параметров гармонических колебаний и малый коэффициент нелинейных искажений.

Усилитель мощности является составной частью измерительных генераторов различного типа и служит для согласования высокоомного выходного устройства задающего генератора с низкоомным входным сопротивлением последующих устройств. Предусмотренная в схеме усилителя регулировка коэффициента усиления позволяет по показаниям цифрового вольтметра установить на входе генератора требуемый уровень напряжения. Вводимая в схему усилителя отрицательная ОС способствует повышению стабильности характеристик усилителя и уменьшает степень нелинейных искажений усиленного 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, проградуированный в децибелах. Генераторы звуковых частот имеют обычно значительный уровень мощности выходного сигнала – порядка 5–10 Вт. Однако такая мощность может выделяться только на согласованной нагрузке, поэтому на выходе генератора часто включают согласующий трансформатор, например на нагрузки 60, 600, 6000 Ом. Показания цифрового вольтметра выходного напряжения будут правильными тоже только при согласованной нагрузке генератора. Погрешность установки частоты генератора можно снизить до менее 1%, ее нестабильность – до того же порядка. Повышают нестабильность частоты применение прецизионных внешних элементов (конденсаторов, индуктивностей и резисторов).

В задающих генераторах звуковой частоты применяют три метода генерирования колебаний: *прямой, метод биений и метод электронного моделирования.*

Основу задающего генератора, использующего прямой метод, составляет операционный усилитель, охваченный петлей комбинированной ОС. Данную схему мы рассматривали ранее на рис. 3.7, а. Недостатком прямого метода является сравнительно низкая стабильность частоты.

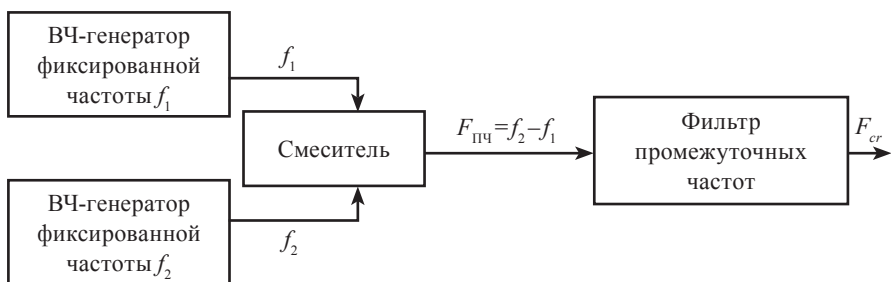


Рис. 3.10. Структурная схема измерительного генератора на биениях.

Для повышения стабильности частоты звуковых генераторов часто применяют задающий генератор на биениях. Структурная схема задающего генератора содержит два первичных высокочастотных генератора фиксированных частот  $f_1$  и  $f_2$ , смеситель и фильтр промежуточной частоты (рис. 3.10).

Метод биений заключается в том, что колебания звуковой частоты образуются в результате воздействия на нелинейный элемент смесителя двух близких по частоте гармонических колебаний  $f_1$  и  $f_2$ . При этом частота  $f_2$  может меняться в пределах от  $f_1$  до  $f_1 + F$ , где  $F$  – наибольшая частота рабочего диапазона. На выходе смесителя получают комбинационные частоты, в том числе и так называемую промежуточную частоту  $F_{пч} = f_2 - f_1$ . Колебания промежуточной частоты  $F_{пч}$  выделяют фильтром промежуточной частоты.

При создании измерительных генераторов колебаний на биениях принимают меры, направленные на обеспечение высокой стабильности частоты первичных генераторов электрических колебаний. Как правило, предусматривают возможность периодической калибровки частоты генератора на биениях. Коэффициент нелинейных искажений генерируемых колебаний обычно составляет десятые доли процента и в основном определяется качеством фильтра промежуточной частоты.

Метод электронного моделирования используют для создания генераторов гармонических колебаний инфранизкой частоты.

Генератор инфранизкой частоты, построенный по методу электронного моделирования, можно отразить обобщенной структурной схемой рис. 3.11.

Задающий генератор представляет собой электронную модель колебательного звена является интегратор, построенный на усилителе постоянного тока – операционном усилителе.

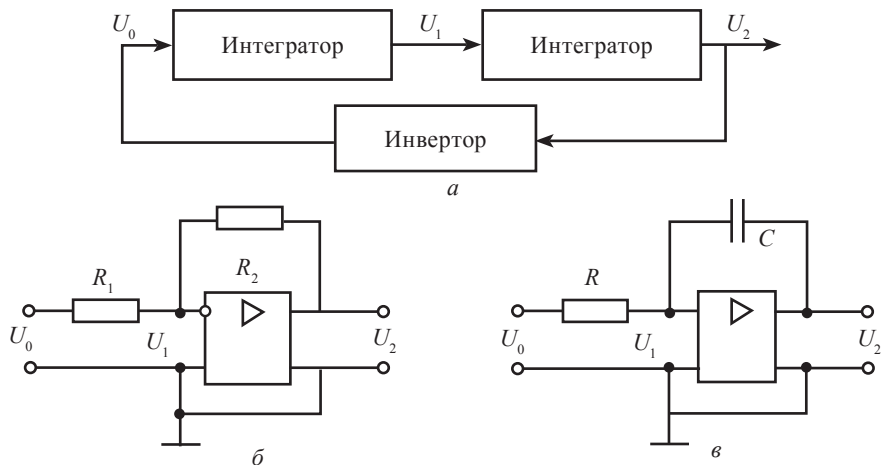


Рис. 3.11. Структурные схемы колебательного звена:  
*a* – электронная модель; *б* – усилительная; *в* – интегрирующая.

Известно, что интегратор представляет собой запоминающее звено. На рис. 3.11, *a* показана структурная схема электронной модели колебательного звена, включаемого в цепь положительной ОС генератора инфранизких частот. Электронная модель содержит два последовательно включенных интегратора и инвертор в виде усилителя. Усилительные и интегрирующие звенья генератора представлены на рис. 3.11, *б* и *в*.

Частота выходных колебаний такого генератора определяется параметрами интегрирующих звеньев, при их идентичности  $W = \alpha / (RC)$ , где  $\alpha$  – коэффициент передачи всей цепи.

Генератор инфранизких частот можно построить по схеме электронного управления частотой. Такие устройства принято называть функциональными генераторами.

### 3.5. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

В диапазоне радиочастот в средствах измерений применяют как ГС (генераторы сигналов низкой частоты), так и ГСС (генераторы стандартных сигналов – генераторы колебаний высокой частоты). Генераторы сигналов имеют большую среднюю выходящую мощность (до 3 Вт) и их используют для питания измерительных передающих антенн и других мощных устройств.

Генераторы стандартных сигналов – маломощные источники с низким уровнем выходного напряжения (до 1 В) – применяют при испытаниях и настройке узлов радиоаппаратуры. Основные требования, предъявляемые к ГСС, – высокая стабильность частоты и амплитуды выходного сигнала, малый коэффициент нелинейных искажений. В генераторах стандартных сигналов предусматривают возможности получения амплитудной модуляции за счет использования как внешнего, так и внутреннего источника напряжения. Внутренняя модуляция обычно действует на частотах 400 и 1000 Гц.

Измерительные высокочастотные генераторы сигналов типа ГСС (свыше 50 кГц) являются источниками гармонических немодулированных или модулированных электрических колебаний, параметры которых изменяются в широких пределах и фиксируются с нормированной погрешностью. Основными узлами обобщенной структурной схемы высокочастотного генератора являются задающий генератор, усилитель-модулятор, внутренний модулятор, внутренний генератор, вольтметр, измеритель коэффициента модуляции и выходное устройство (рис. 3.12).

Задающий генератор определяет основные параметры и характеристики генератора, в том числе стабильность частоты и амплитуды, а также спектральную чистоту выходного сигнала. Генератор, как правило, строится на базе широкополосного усилителя, охваченного цепью отрицательной ОС. Весь частотный диапазон генератора разбит на ряд поддиапазонов.

Усилитель-модулятор с переменным коэффициентом усиления выполняет роль буферного каскада, повышающего стабильность частоты и одновременно служит амплитудным модулятором. Модули-

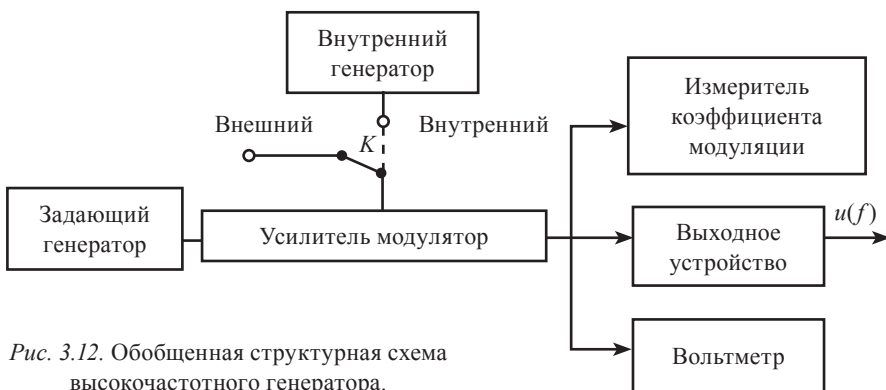


Рис. 3.12. Обобщенная структурная схема высокочастотного генератора.

рующее напряжение создается либо внутренним генератором, либо производится извне (в соответствии с положением ключа К). Схема ГСС предполагает ручную регулировку для поддержания постоянным уровня напряжения, поступающего на выходной усилитель. В современных измерительных генераторах этот процесс автоматизирован.

Выходное устройство представляет собой систему калиброванных аттенюаторов, обеспечивающих широкое изменение уровня выходного напряжения. Поскольку измерение малых уровней напряжения затруднительно, то о значении выходного сигнала судят по показанию вольтметра, включенного на входе аттенюаторов, и известному коэффициенту ослабления, вносимому аттенюаторами.

Поскольку радиоприемные устройства, для исследования и настройки которых в основном предназначен генератор, имеют высокую чувствительность, то это 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 отдельных 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.

### 3.6. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ НИЗКИХ ЧАСТОТ

Цифровые измерительные генераторы низких частот отличаются от аналоговых более эффективным метрологическими характеристиками: высокой точностью установки и стабильностью частоты, малым коэффициентом нелинейных искажений (строго синусоидальной формы), постоянством уровня выходного сигнала. Цифровые генераторы удобнее аналоговых: выше быстродействие, проще установка, более наглядная индикация, возможна автоматическая перестройка частоты по заранее заданной программе.

Действие цифровых генераторов низких частот основано на принципе формирования числового кода с последующим преобразованием его гармонического сигнала. При этом используют метод аппроксимации (от лат. **Approximo** – приближаюсь) формы выходного колебания.

Принцип аппроксимации кривых – простейший вид аппроксимации – ступенчатый. Ее суть заключается в представлении (замене) синусоидального колебания напряжением ступенчатой формы, мало отличающейся от синусоидальной кривой (рис. 3.13). Аппроксимируемое синусоидальное напряжение

$$U(t) = U_m \sin \omega t$$

дискретизируют во времени и в интервале, разделяющем два соседних момента времени  $t_1$  и  $t_1 + 1$ , синусоидальные колебания заменяют постоянным напряжением – ступенькой, высота которой равна значению аппроксимируемого напряжения в момент  $t_i$ , то есть

$$U(t_i) = U_m \sin \omega t_i.$$

В результате такой замены вместо синусоиды получают ступенчатую линию, изображенную на рис. 3.13.

При конкретном периоде  $T$  гармонического колебания число ступенек  $p$ , приходящегося на 1 период, определяется шагом дискретизации:

$$p = \frac{T}{\Delta t}.$$

Если же из технических соображений число ступенек задано, то изменение шага дискретизации приводит к изменению периода формируемого напряжения, поскольку период  $T = p \Delta t$ , учитывая что  $t_i = i \Delta t$ , уравнение ступенчатой кривой будет иметь вид:

$$U(i \Delta t) = U_m \sin(i \omega \Delta t)$$

или с учетом  $p$  и  $\omega = 2\pi/T$ :

$$U(i \Delta t) = U_m \sin\left(\frac{i 2\pi}{p}\right).$$

Ступенчатая кривая тем точнее приближается по форме к синусоиде, чем больше выбрано число ступеней  $p$ . Когда это число велико, ступенчатое напряжение немного искажено высокочастотной помехой.

Спектральный анализ напряжения, полученного путем ступенчатой аппроксимации показывает, что его спектр содержит гармонику

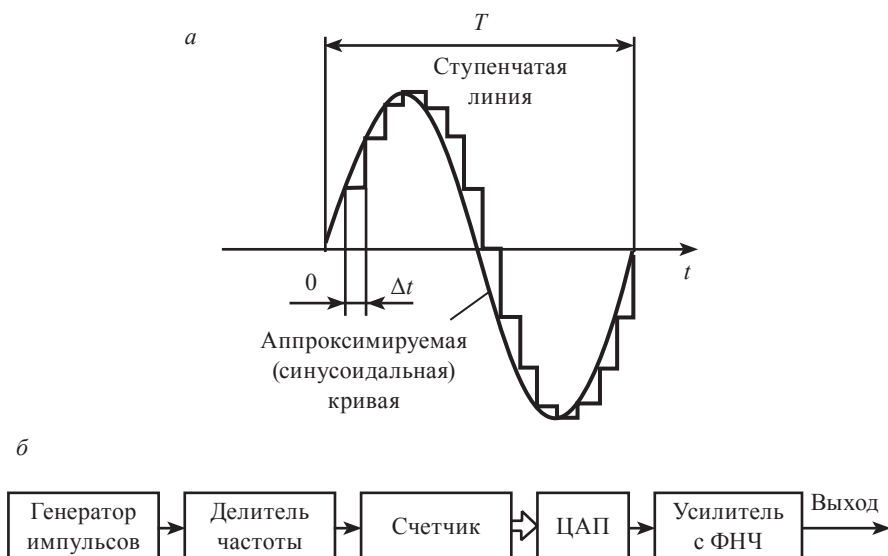


Рис. 3.13. Цифровой генератор низких частот:  
*a* – ступенчатая аппроксимация синусоиды; *б* – структурная схема.

основной частоты и ряд высших гармоник. При этом оказывается, что ближний к основной высшей гармонике будет составляющая с номером  $(p-1)$ , следующая гармоника номер  $(p+1)$ , затем гармоники номеров  $2p-1$  и  $2p+1$  и т. д. Например, при  $p=25$  и частоте напряжения  $f$  основной гармоники ближайшими высшими гармониками будет 24-я, 26-я, 49-я, 51-я гармоники, то есть напряжение частот,  $24f$ ,  $26f$ ,  $49f$ ,  $51f$ . Такие соотношения между основной и высшими гармониками позволяют осуществить качественную фильтрацию и получить синусоидальное напряжение с малыми нелинейными искажениями.

Структурная схема цифрового генератора показана на рис. 3.13. Импульсный кварцевый генератор вырабатывает периодическую последовательность коротких импульсов с периодом следования  $T_0$ . На выходе делителя частоты с регулируемым коэффициентом деления  $g$  получается периодическая последовательность импульсов с периодом следования  $\Delta t = gT_0$ , задающим шаг дискретизации, которые поступают в счетчик емкостью  $P$ . Кодовая комбинация, определяемая числом  $i$  импульсов, накопленных в счетчике передается в ЦАП, вырабатывающее напряжение, соответствующее числу  $i$ , то есть



$$U(i\Delta t) = U_m \sin\left(\frac{i2\pi}{p}\right).$$

Таким образом формируют  $p$  ступенек аппроксимируемой кривой. При накоплении  $p$  импульсов счетчик переполняется и сбрасывается в нуль. С приходом  $(p+1)$ -ого импульса начинается формирование нового периода ступенчатой кривой. Частоту формируемого колебания при фиксированном числе ступенек  $p$  регулируют, меняя шаг дискретизации  $\Delta t$ , что достигается изменением коэффициента деления  $g$  делителя частоты.

### Контрольные вопросы и задания

1. Какие бывают виды генераторов?
2. Из каких частей состоят генераторы?
3. Как выглядит структурная схема генератора?
4. Как вы понимаете положительную обратную связь?
5. Какими параметрами характеризуются генераторы?
6. Из каких радиотехнических элементов состоят задающие генераторы?
7. Как возникает резонансная частота?
8. Как можно построить параллельные и последовательные контуры?
9. Как строятся измерительные LC-генераторы?
10. Как строятся измерительные RC-генераторы?
11. Как выглядит структурная схема звукового генератора?
12. В чем заключается метод биений?
13. Как выглядит структурная схема генератора инфранизкой частоты?
14. Структурная схема высокочастотного генератора.
15. Чем отличаются цифровые измерительные генераторы от аналоговых?
16. Структурная схема цифрового генератора.

## ГЛАВА IV ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ МОСТЫ

### ВВЕДЕНИЕ

С помощью мостов проводят измерения методом сравнения неизвестного параметра с мерой, поэтому мосты обычно более точны, чем приборы для абсолютных измерений. Хотя мосты преимущественно используются для измерения пассивных параметров электрических цепей, они также находят применение и для определения величин, функционально с ними связанных, таких как частота, фазовый угол и температура.

Многие специалисты по измерительной технике считают, что измерительные мосты пройденный этап. Но автор считает, что учащиеся профессиональных учебных заведений должны ознакомиться с принципом работы измерительных мостов, так как во многих отраслях народного хозяйства еще сохранились приборы, основанные на их принципе.

#### 4.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО МОСТА

Одинарный мост имеет четыре плеча, источник питания и нуль-индикатор. Если сопротивления таковы, что точки  $A$  и  $B$  имеют равные потенциалы, то ток через нуль-индикатор отсутствует; в этом

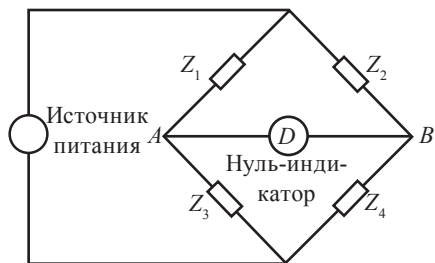


Рис. 4.1. Схема моста полного сопротивления.

случае говорят, что достигается равновесие моста. Тогда имеем

$$R_1 R_4 = R_2 R_3.$$

Если  $R_4$  – неизвестное сопротивление, то его значение можно определить из условия равновесия:

$$R_4 = \frac{R_2 R_3}{R_1}.$$

Отсюда следует, то равновесие не зависит от сопротивления нуля-индикатора, так как ток не течет через него, а также от напряжения и сопротивления источника питания. Таким образом, высокостабильный источник питания не требуется.

$R_3$  называется плечом сравнения, а отношения сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  определяют диапазон измерения измеряемых величин. Чтобы охватить широкий диапазон неизвестных импедансов, выпускаемых промышленностью, мосты снабжают переключателями, которые изменяют сопротивления плеч  $R_1$  и  $R_2$  в 10 раз. Плечо сравнения также может изменяться при каждом измерении для достижения равновесия.

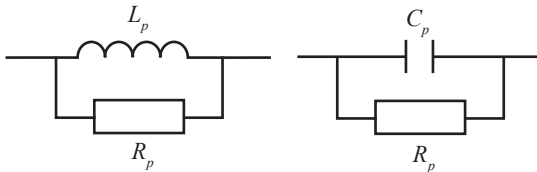
Если сопротивления имеют не только активную, но и реактивную составляющую, они могут быть представлены в виде  $Z_\phi$  и теперь для уравнивания моста должны выполняться условия для импеданса:

$$Z_{\phi_1} Z_{\phi_4} = Z_{\phi_2} Z_{\phi_3}$$

и условия для фазовых сдвигов углов:

$$\phi_1 \phi_4 = \phi_2 \phi_3$$

Следовательно, мост переменного тока нуждается в регулировке двух независимых параметров, чтобы обеспечить равновесие модулей и фазовых углов. Комплексные индуктивности и емкости можно представить в виде последовательных и параллельных схем.



В резистивном мосте можно применять источники постоянного тока, и тогда достаточно регулировать только один элемент моста. Мосты применяются также для измерений индуктивности и емкости. Реактивные компоненты могут быть представлены в виде последовательных и параллельных схем.

Чувствительность моста является очень важным параметром и определяет способность реагировать на малые отклонения от равновесия. Наибольшая чувствительность достигается, когда нуль-

индикатор включается между контактами двух плеч с максимальными импедансами и двух плеч с минимальными импедансами. Чувствительность моста также пропорциональна напряжению источника питания. В качестве нуль-индикатора в мосте постоянного тока можно использовать магнитоэлектрический прибор. Простейшим индикатором для моста переменного тока является головной телефон. Для достижения высокой чувствительности и избирательности требуется генератор непрерывного сигнала и гетеродинный детектор.

Напряжение источника питания не должно превышать максимально допустимых значений или вызывать избыточное выделение тепла в плечах моста. Но чем меньше напряжение, тем ниже чувствительность моста и система более восприимчива к высокочастотным помехам. Выпускаемые промышленностью мосты переменного тока обычно содержат источник питания с различными частотами, так как чувствительность мостов с реактивными сопротивлениями пропорциональна частоте, и эта зависимость может быть очень крутой на одном частотном диапазоне и полой на другом. Максимальная частота источника питания должна быть ниже собственной резонансной частоты измеряемых элементов, чтобы уменьшить ошибки измерений.

## 4.2. РЕЗИСТИВНЫЙ МОСТ

Наибольшее распространение получил резистивный мост, называемый мостом Уитстона (рис. 4.2).

Здесь  $R_x$  – неизвестное сопротивление, а  $R_1 - R_3$  регулируется до тех пор, пока ток через нуль-индикатор  $D$  не станет равен нулю. В таком положении  $R_x$  определяется по формуле:

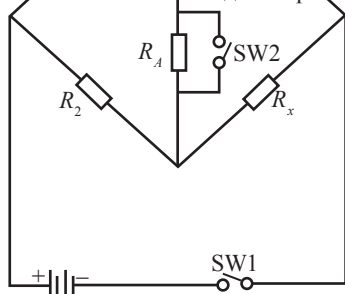


Рис. 4.2. Схема моста Уитстона постоянного тока.

$$R_x = R_3 \frac{R_2}{R_1},$$

где  $R_1$  и  $R_2$  – известные фиксированные сопротивления в диапазоне от 1 Ом до 1 кОм. При этом отношение  $R_2/R_1$  составляет от  $10^{-3}$  до  $10^3$ . Сопротивление  $R_3$  регулируется с шагом 1 Ом или 0,1 Ом вплоть до 10 кОм, чтобы уравновесить мост. При измерениях  $R_2$  и  $R_1$  выбирают

таким, чтобы чувствительность моста была максимальной. Сопротивление  $R_4$  сначала включается в цепь для защиты нуль-индикатора, но может быть закорочена для повышения чувствительности, когда равновесие достигнуто.

Резистивный мост используется для измерения сопротивления резисторов с двумя зажимами в диапазоне от 1 Ом до 100 МОм. Нижний предел измеряемых сопротивлений зависит от показателей соединительных проводов и контактов. Чтобы использовать резистивный мост для измерения сопротивлений выше 100 МОм, требуется высокое напряжение, тогда токи утечки на землю могут приводить к заметным погрешностям, их можно уменьшить и расширить рабочий диапазон моста до  $10^{12}$  Ом, если использовать высокочувствительные индикаторы и методы защиты. При измерении сопротивлений до 100 Ом резистивный мост дает ошибку  $(5-100) \cdot 10^{-6}$ .

### 4.3. МОСТ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ИНДУКТИВНОСТИ

Наиболее прямой метод измерения неизвестной индуктивности состоит в сравнении с известной индуктивностью с помощью моста, представленного на рис. 4.3.

Для питания этих мостов используется переменный ток, при этом две составляющие моста должны быть регулируемыми, чтобы обеспечить уравнивание как по модулю, так и по фазе. В рассматриваемом мосте предполагается, что неизвестная катушка индуктивности имеет собственную индуктивность  $L_x$ , взаимную индуктивность  $M_x$  и сопротивление  $R_x$ .

При равновесии моста значения  $R_x$  и  $L_x$  определяются выражениями:

$$R_x = \left( R_1 \frac{R_3}{R_2} \right) - r ; L_x = L_1 \frac{R_3}{R_2} ,$$

где  $R_1$  – регулируемое сопротивление, которое включает сопротивление катушки  $L_1$ .

Резистор  $r$  необязателен. При уравнивании можно регулировать  $R_1$  и

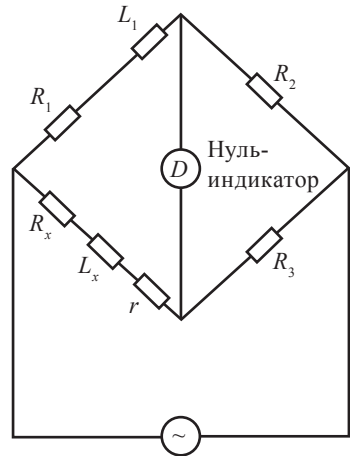


Рис. 4.3. Мост для измерения индуктивности методом сравнения.

$L_1$  для достижения равновесия с  $R_x L_x$ . Благодаря этому, можно быстро уравновесить мост. Поскольку индуктивности имеют относительно большие собственные сопротивления, можно включить в схему резистор  $r$  и изменять его сопротивление в процессе уравнивания, чтобы расширить диапазон измеряемых индуктивностей. Если используется мера индуктивности, то уравнивание моста можно обеспечить регулировкой  $R_1$  и отношением  $R_3/R_2$ , но теперь при регулировке они будут влиять друг на друга, поэтому время уравнивания увеличивается и зависит от добротности неизвестной индуктивности. Такой измеритель индуктивности используется не часто из-за трудности получения стабильных и точных образцовых индуктивностей.

Мост Максвелла–Вина широко используется для измерения индуктивности катушек с добротностью ниже 10, принцип которого существенно не отличается от рассмотренной нами схемы моста.

#### 4.4. МОСТЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЕМКОСТЕЙ

Эти мосты используются для измерения емкости при последовательном или параллельном сопротивлении потерь. Шкалы серийных приборов обычно комбинируются в значениях тангенса угла диэлектрических потерь ( $D$ ) конденсатора и с

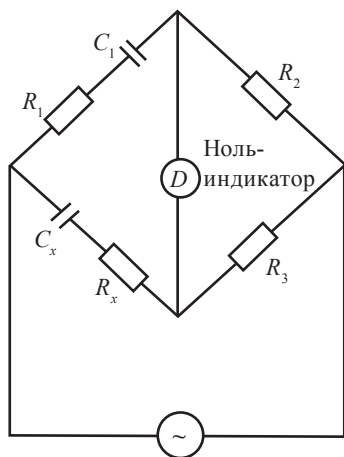


Рис. 4.4. Мост для измерения ёмкости методом сравнения при последовательном включении.

этой целью в эквивалентную схему конденсатора вводится сопротивление потерь. Поскольку  $D$  зависит от частоты, калибровка приборов действительна для одной частоты, а для других частот необходимо вводить поправку.

Для измерения емкости используются 3 вида мостов:

1. Мост для измерения методом сравнения с мерой;
2. Мост Шеринга;
3. Мост Вина.

В качестве примера рассмотрим принцип измерения емкости с помощью моста для измерения емкости методом

сравнения с мерой, принципиальная схема которого представлена на рис. 4.4.

Где  $C_1$  образцовая емкость с внутренним сопротивлением  $R_1$ . В емкостное плечо моста добавляется переменное сопротивление с меньшими потерями: пока предположим, что оно включено в  $R_1$ . Условие равновесия моста имеет вид:

$$R_x = R_1 \frac{R_3}{R_2} ;$$

$$C_x = C_1 \frac{R_2}{R_3} ;$$

$$D = wC_1R_1.$$

Сопротивление  $R_1R_2$  регулируется до уравнивания моста: поскольку они связаны, необходимо несколько попыток. Емкость  $C_1$  – обычно образцовый конденсатор высокой точности, который не регулируется.

Метод сравнения с мерой не очень точен при измерении емкостей с малым тангенсом угла диэлектрических потерь, в этих случаях лучше использовать мост Шеринга.

### Контрольные вопросы и задания

1. Объясните принцип действия измерительного моста.
2. Какие измерительные мосты вы знаете?
3. Как производится измерение сопротивления с помощью резистивного моста?
4. Объясните принцип измерения индуктивности с помощью мостовой схемы.
5. Объясните принцип работы моста Максвелла-Вина.
6. Объясните особенности измерений емкости с помощью мостовой схемы.
7. Объясните принцип работы моста для измерений методом замещения.

---

## ГЛАВА V

# ИССЛЕДОВАНИЕ ФОРМЫ СИГНАЛОВ И ИЗМЕРЕНИЕ ИХ ПАРАМЕТРОВ

### 5.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Из области теории связи и радиотехники известно, что электрические колебания можно определить и исследовать как во временной, так и в частотной областях. Во временной области электрическое колебание прежде всего характеризуется формой – зависимостью мгновенного значения от времени. Класс приборов, позволяющих исследовать форму сигнала, очень обширен, к ним могут быть отнесены разного рода самописцы и большая группа приборов с электронно-лучевой трубкой – электронно-лучевые осциллографы (от лат. «**oscillo**» – качаюсь и греч. «**grapho**» – пишу).

Визуальное или наглядное воспроизведение форм электрических колебаний является важной задачей измерений в телекоммуникационных системах, поскольку форма позволяет сразу исследовать и измерить параметры колебаний.

**Осциллограф** – измерительный прибор для визуального наблюдения формы электрических сигналов и измерения их параметров. Большинство осциллографов, находящихся пока в эксплуатации, оснащены электронно-лучевой трубкой (ЭЛТ) и их называют электронно-лучевыми осциллографами. Вместе с тем в последних разработках осциллографов в качестве отображающих устройств применяют матричные индикаторные панели (дисплей) – газоразрядные, лазерные, светоизлучающие, плазменные, жидкокристаллические, твердотельные (в том числе и векторные) и т. д.

Работа осциллографа основана на принципе облучения покрытого люминофором стеклянного экрана пучком электронов. Перемещаясь по экрану под влиянием пластин горизонтального ( $x$ ) и векторного ( $y$ ) отклонения, луч вызывает флуоресценцию экрана.



Яркость луча регулируется ручкой управления ( $Z$ ), так что данное устройство подобно телевизионной трубке. Однако в осциллографе по оси  $X$  обычно предоставляется время, и таким образом на экране можно наблюдать сигнал как функцию времени.

Осциллографы непрерывно совершенствуются, и в настоящее время имеются, позволяющие измерять частоту до нескольких ГГц и наблюдать процессы продолжительностью 20 нс и ниже. Осциллографы «умнеют» и многие уже управляются микропроцессорами. Осциллографы позволяют рассчитывать отдельные характеристики, такие как время нарастания или длительность импульса измеряемого сигнала, и выводить значения измерения величин на экране. По осциллограммам, получаемым на экране осциллографам, можно измерить амплитуду, частоту, фазовый сдвиг, параметры модулированных сигналов, временные интервалы и другие показатели.

Разработаны и используются различные типы осциллографов: универсальные, скоростные, стробоскопические, запоминающие, специальные и т. д.

При различных технических характеристиках, схемных и конструктивных решениях, в осциллографах используются общий принцип получения осциллограмм. Возможность наблюдения форм исследуемого сигнала и одновременное измерение его параметров ставит осциллограф в разряд универсальных приборов.

## 5.2. УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

Универсальные осциллографы получили наибольшее распространение, поскольку можно исследовать электрические сигналы с длительностью от единиц наносекунд до нескольких секунд в диапазоне амплитуд от долей милливольт до сотен вольт, а также измерять параметры таких сигналов с приемлемой для практики погрешностью (5–7%). Полоса пропускания лучших универсальных осциллографов составляет 300–500 МГц и более. Изображение сигнала на экране универсального осциллографа индицируется практически одновременно с появлением сигнала на входе, поэтому такие приборы называют осциллографами реального масштаба времени. Часто универсальные осциллографы выполняют со сменными блоками, увеличивающими их функциональные возможности.

В упрощенную структурную схему универсального осциллографа входят следующие основные элементы (рис. 5.1):

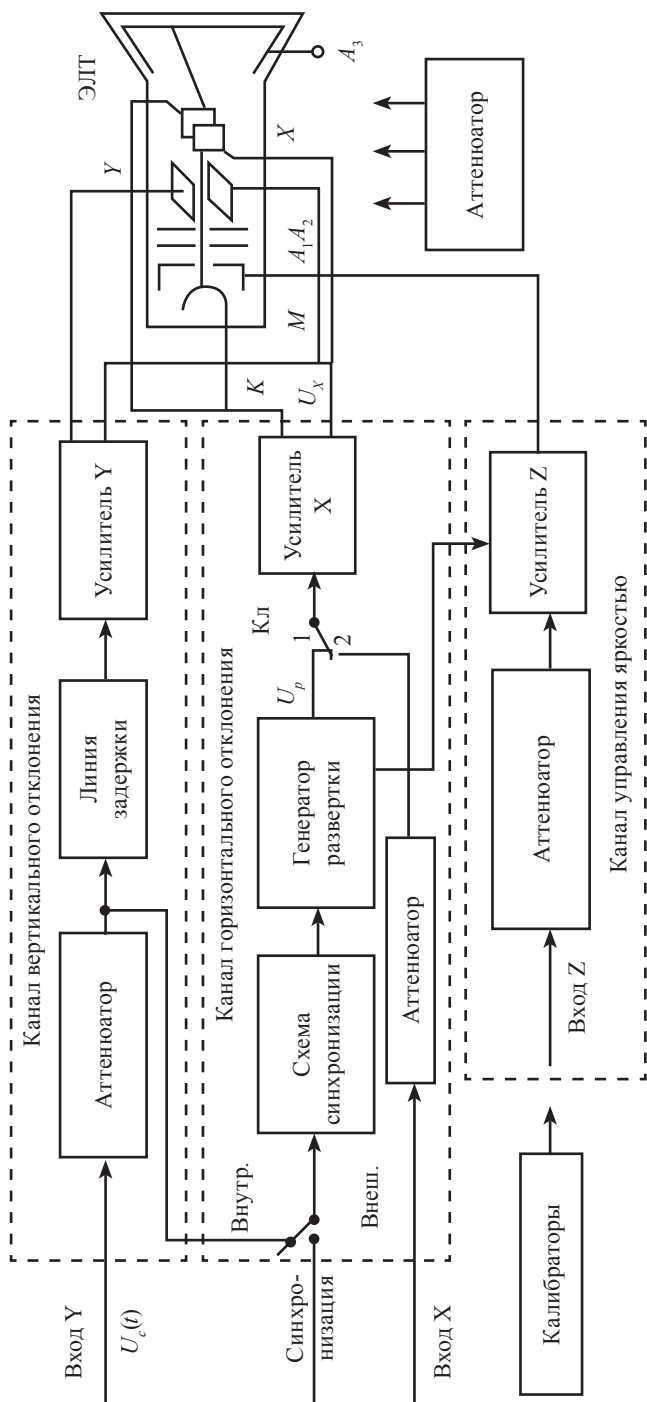


Рис. 5.1. Упрощенная структурная схема универсального осциллографа.

- Схема управления ЭЛТ;
- Канал вертикального отклонения луча;
- Канал горизонтального отклонения луча с устройством синхронизации и запуска развертки;
- Канал управления яркостью;
- Вспомогательное устройство;
- Источники питания.

В осциллографе исследуемый электрический сигнал падает через канал вертикального отклонения на вертикально отклоняющую систему ЭЛТ, а горизонтальное отклонение электрического луча трубки осуществляют напряжением горизонтальной развертки.

ЭЛТ представляет собой вакуумную стеклянную колбу, внутри которой размещены электронная пушка, отклоняющие пластины и люминесцентный экран. Электронная пушка состоит из подогреваемого катода  $K$ , модулятора (сетки) яркости светового пятна  $M$ , электродов фокусировки и ускорения электронного луча – фокусирующего анода  $A_2$  и основного анода  $A_3$ . Яркость свечения монитора ЭЛТ регулируют путем изменения отрицательного напряжения на модуляторе  $M$ . Напряжение на первом аноде  $A_1$  фокусирует электронный поток в узкий луч. Чтобы придать электронам скорость, необходимость для свечения люминофора, на второй анод  $A_2$  подается достаточно большое (до 2000 вольт) положительное напряжение. Для дополнительного ускорения электронов используется анод  $A_3$ , к которому приложено высокое положительное напряжение (до 10–15 кВ).

Из курса физики уже известно устройство электронной пушки. Отметим лишь, что ее основным назначением является формирование узкого электронного пучка, при попадании возникает светящееся пятно.

Упрощенно работу отклоняющих систем ЭЛТ можно пояснить следующим образом. Электронный пучок (луч) проходит между двумя парами взаимно перпендикулярных металлических отклоняющих пластин: вертикально отклоняющих  $Y$  и горизонтально отклоняющих  $X$ .

Если к отклоняющим пластинам приложить напряжение, то между ними будет существовать электрическое поле, которое будет вызывать отклонение электронного луча в ту или иную сторону. Когда напряжение приложено к вертикально-отклоняющим пластинам, то пятно будет перемещаться по оси  $Y$ , если же напряжение приложено к

горизонтально отклоняющим пластинам, то световое пятно на экране трубки будет отклоняться вдоль оси  $X$ . Если теперь сформировать электронный луч так, чтобы световое пятно расположилось в центре экрана ЭЛТ, а затем к пластинам  $Y$  приложить исследуемый сигнал, а к пластинам  $X$  – пилообразное напряжение, то под совместным воздействием двух напряжений луч вычертит на экране трубки осциллограмму, отображающую зависимость мгновенных значений входного напряжения от времени.

Канал вертикального отклонения луча (рис. 5.1) служит для передачи на пластины  $Y$  ЭЛТ исследуемого сигнала  $U_c(t)$ , подводимого к входу  $Y$ . Канал вертикального отклонения луча содержит attenuator (в данном случае делитель или ослабитель сигнала), линию задержки и усилитель  $Y$ . Attenuator позволяет ослабить сигнал  $U_c(t)$  в определенное число раз, а регулируемая линия задержки обеспечивает небольшой временной сдвиг сигнала на пластинах  $Y$  ЭЛТ относительно начала развертывающего напряжения  $U_x$ , что важно для обеспечения развертки в ждущем режиме. Усилитель  $Y$  обеспечивает амплитуду сигнала на пластинах  $Y$ , достаточную для значительного отклонения луча на экране даже малым исследуемым сигналом  $U_c(t)$ . Этот усилитель содержит входной усилитель с изменяемым коэффициентом усиления и парафазный (с противофазными выходными сигналами одинаковой амплитуды) усилитель (на рис. 5.1 для упрощения не показан), обеспечивающий положение светового пятна в центре экрана при отсутствии исследуемых сигналов.

Основные характеристики канала вертикального отклонения:

- Верхняя граничная частота (порядка 100 МГц и более);
- Чувствительность ЭЛТ (до 1 мм/мВ);
- Входное сопротивление (1–3 МОм) и емкость (1–5 пф);
- Погрешность измерения напряжения и интервал времени 3–5 %.

Во входную цепь канала вертикального отклонения включают также коммутируемый разделительный конденсатор, позволяющий исключить подачу на вход осциллографа постоянной составляющей исследуемого сигнала (так называемый «закрытый вход»).

Канал горизонтального отклонения луча с устройством синхронизации и запуска развертки служит для создания горизонтального отклоняющего-развертывающего-напряжения  $U_x$ . Собственно канал горизонтального отклонения луча состоит из генератора развертки и усилителя  $X$ .

Схема синхронизации и запуска развертки электронного осциллографа управляет генератором развертки и обеспечивает кратность периодов исследуемого сигнала и развертки. Процесс привязки развертки к характерным точкам сигнала называют синхронизацией в автоколебательном режиме и запуском – в ждущем. Для получения неподвижного изображения начало развертки должно быть связано с одной и той же характерной точкой сигнала (фронтом, максимумом амплитуды и т. д.). Это достигается синхронизацией напряжения развертки с напряжением сигнала  $U_c(t)$ , поэтому период развертки должен быть равен или кратен периоду исследуемого сигнала:  $T_{\text{разв}} = nT_c$ , где  $n = 1, 2, 3, 4, \dots$ .

Развертки – линия, прочерчиваемая электронным лучом на экране ЭЛТ осциллографа в результате действия только одного развертывающего напряжения, т. е. при отсутствии исследуемого сигнала. Процесс привязки развертки к характерным точкам сигнала называют синхронизацией в автоколебательном режиме работы генератора и запуском – ждущем. Синхронизацию и запуск развертки производят специальным синхроимпульсом, подаваемым на генератор развертки с устройства синхронизации.

В универсальном осциллографе применяются два режима синхронизации: внутренняя (Внут.) и внешняя (Внеш.). При внутренней синхронизации синхроимпульсы вырабатываются из усиленного исследуемого сигнала до его задержки. При внешней синхронизации сигнал подают от внешнего источника на специальный вход осциллографа «Синхронизация». Например, в стандартных генераторах импульсов формулируют синхроимпульсы, относительно которых выходной сигнал может быть сдвинут с помощью регулируемой задержки.

Усилитель  $X$  канала горизонтального отклонения усиливает пилообразный сигнал генератора развертки (при работе развертки от генератора ключ Кл на рис. 5.1 находится в положении 1), преобразует его в напряжение развертки  $U_x$ . Период развертки обычно регулируется дискретно и плавно. Генератор развертки может быть отключен, при этом ключ Кл переводится в положение 2, и развертки электронного луча производятся внешним сигналом, подаваемым на вход  $X$ .

Канал горизонтального отклонения характеризуют чувствительностью и полосой пропускания, показатели которых практически раза в два меньше, чем в канале вертикального отклонения. Основ-

ным блоком в канале горизонтального отклонения является генератор развертки, работающей в непрерывном или ждущем режиме. К форме пилообразного напряжения генератора предъявляют ряд специфических требований:

- Время обратного хода луча должно быть много меньше времени прямого хода, т. е.  $T_{\text{обр}} \ll T_{\text{пр}}$ ; в противном случае часть изображения сигнала будет отсутствовать;

- Напряжение развертки при прямом ходе луча должно быть линейным, иначе электронный луч будет двигаться по экрану ЭЛТ с различной скоростью и нарушится равномерность временного масштаба по оси  $X$ , это может привести к искажению исследуемого сигнала.

Канал управления яркостью  $Z$  (модуляция луча по яркости) предназначен для подсветки прямого хода луча и состоит из аттенюатора и усилителя 2. Усилитель 2 служит для создания требуемого уровня напряжения модулятора и может иметь дополнительный вход для модуляции изображения по яркости внешним сигналом.

Постоянное напряжение на модуляторе ЭЛТ выбирают на уровне запаривания трубки.

Подсветку осуществляют подачей импульсов с генератора развертки или импульсов с входа 2 на управляющий электрод (модулятор  $M$ ) ЭЛТ. В генераторе развертки выбирается 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. Сигналы подсвета моделируют поток луча и, следовательно, яркость свечения яркостных меток при измерениях частоты и фазы.

Вспомогательные устройства осциллографа включают калибраторы и различные переключатели. Калибраторы, встроенные в осциллограф, служат для точной установки коэффициентов отклонения и развертки непосредственно перед измерениями. Они представляют собой отдельные генераторы напряжений с точно заданными амплитудой и частотой. Для калибровки оси  $Y$  используют постоянное напряжение обеих полярностей (иногда плавно регулируемые) и напряжения в виде меандра. Масштаб по оси  $X$  обычно устанавливают по синусоидальному напряжению, стабилизированному кварцем.

Источник питания осциллографа состоит из двух отдельных частей: высоковольтного, выдающего необходимые напряжения для питания электродов ЭЛТ и низковольтного – для питания остальных узлов осциллографа.

### 5.3. СКОРОСТНЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

Скоростные осциллографы для исследования быстропротекающих процессов (нано- и пикосекундной длительности). Эти осциллографы, как и универсальные, являются приборами реального времени и позволяют наблюдать и фотографировать одиночные и повторяющиеся сигналы. При наблюдении и исследовании коротких импульсов и колебаний СВЧ-диапазона возникает ряд сложностей, которые делают применение универсальных осциллографов затруднительным. Можно выделить несколько основных факторов, затрудняющих применение для этих целей универсальных осциллографов:

- Влияние емкости пластин ЭЛТ на крутизну фронта исследуемого сигнала;
- Паразитные резонансы, возникающие в цепях, образуемых емкостью пластины и индуктивностью подводящих проводов, включая вводы пластин;
- Влияние конечного времени полета электронов между пластинами ЭЛТ, составляющие 1–10 нс.
- Необходимость широкой полосы пропускания канала  $Y$ ; (при длительности импульса  $\tau_u = 1$  нс, полоса пропускания  $\Delta f = 2,5$  ГГц).
- Для наблюдения нс импульсов и СВЧ-колебаний требуется высокая скорость движения луча по экрану, так, например, для получения изображения импульса длительностью  $\tau_u = 5$  нс на экране ЭЛТ шириной экрана  $L = 100$ , скорость движения луча должна быть порядка  $v = 20\,000$  км/с.

Все отмеченные недостатки требуется учитывать при разработке скоростных осциллографов. В скоростных осциллографах, работающих в реальном масштабе времени, применяют специальный ЭЛТ бегущей волны, что, однако, не позволяет получить высокую чувствительность канала вертикального отклонения (порядка  $S_y \approx 1$  мм/В). Создание высокоскоростных разверток также встречает трудности, поскольку необходимо увеличивать напряжение развертки до нескольких сотен вольт. Разработанные и используемые в настоящее время скоростные осциллографы имеют верхнюю граничную частоту (5–7,5 ГГц).

#### 5.4. СТРОБОСКОПИЧЕСКИЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

Стробоскопические осциллографы позволяют наблюдать и анализировать повторяющиеся кратковременные и высококачественные процессы, а также СВЧ-колебания. При исследовании быстротекущих процессов, в частности, ВЧ-сигналов и СВЧ-колебаний, скоростные осциллографы не пригодны из-за низкой чувствительности. Проблему решают с помощью стробоскопических осциллографов, действие которых основано на стробоскопическом эффекте.

По принципу действия стробоскопические осциллографы относятся к приборам с преобразованием временного масштаба и отличаются высокой чувствительностью и широкой (до 10 ГГц) рабочей полосой.

**Стробоскопический эффект** – значительная иллюзия, возникающая из-за инерции зрения человека в случаях, когда наблюдение какого-либо предмета или картины осуществляется не непрерывно, а в течение отдельных, периодически следующих один за другим интервалов времени. По существу стробоскопический эффект – иллюзия замедленного движения, возникающая, когда движущийся предмет периодически (с частотой  $f_1$ ) занимает прежнее положение.

**Стробоскопическим** называют осциллограф, в котором для получения на экране формы сигнала используют отбор его мгновенных значений (выборка сигнала) и выполняют временные преобразование, т.е. изображение сигнала дают в увеличенном масштабе времени. Стробоскопический метод осциллографирования позволяет существенно уменьшить скорость развертки по сравнению с той, которая требуется при непосредственном наблюдении исследуемого сигнала на скоростном осциллографе.

Принцип действия стробоскопического осциллографа в преобразовании нескольких идентичных сигналов малой длительности в один, имеющий большую длительность и повторяющий форму входных сигналов. При этом скорость развертки уменьшают путем трансформации масштаба времени наблюдения. На экране осциллографа появляется изображение, по форме подобное исследуемому сигналу, но в увеличенном временном масштабе. Структурная схема стробоскопического осциллографа, кроме узлов, типичных для универсальных осциллографов, содержит стробоскопический преобразователь и устройство стробоскопической развертки, включающий генератор



развертки, генератор строб-импульсов (они играют роль переносчиков информации о сигнале) и блок автоматического сдвига, задающий шаг считывания.

Основным устройством стробоскопического осциллографа является стробоскопический преобразователь, состоящий из последовательно включенных смесителя, усилителя и расширителя. В этом преобразователе проводится дискретизация повторяющегося исследуемого сигнала с помощью кратковременных строб-импульсов. Структурная схема и временные диаграммы преобразования входного сигнала приведены на рис. 5.2.

На смеситель стробоскопического преобразователя (рис. 5.2, а) подают совместно исследуемые импульсы  $U_c$  длительностью и периодом повторения  $T_c$  и короткие строб-импульсы  $U_2$  (рис. 5.2, б). Период следования строб-импульсов  $T_{стр} = T_c + \Delta t$ , где  $\Delta t$  – шаг считывания. Длительность  $\Delta t$  выбирают из условия  $\Delta t = t/n$  ( $n$  – целое число). В результате такого преобразования оказывается, что первый по счету строб-импульс совпадает с сигналом первого исследуемого импульса  $U_c(t)$ , 2-й сдвинут от начала 2-го (2) импульса  $U_c$  на  $\Delta t$ , 3-й сдвинут от начала 3-го импульса  $U_c$  на  $2\Delta t$  и т. д. (моменты совпадения или сдвига сигналов  $U_c$  и  $U_2$  отмечены на рис. 5.2, б термином «Точки»).

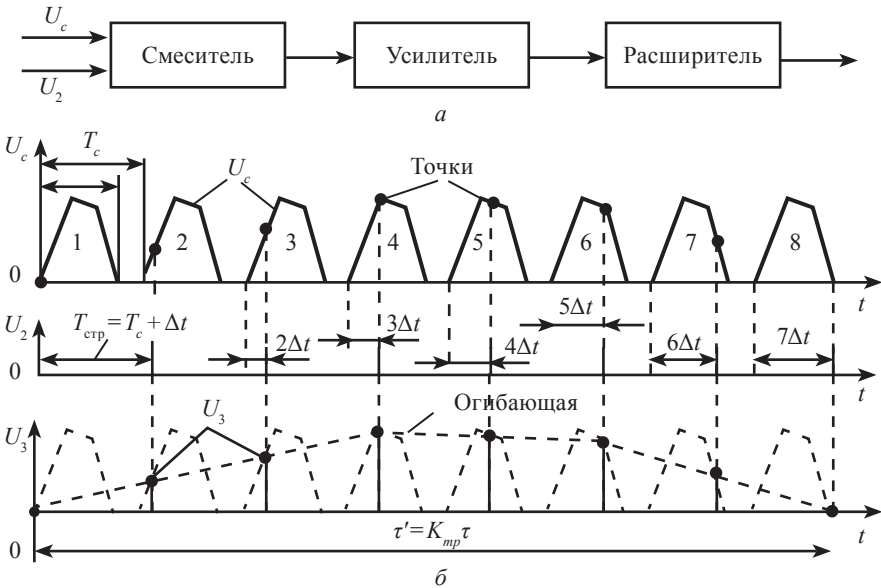


Рис. 5.2. Принцип работы стробоскопического преобразователя:  
а – структурная схема; б – временные диаграммы.

На выходе смесителя появляются короткие импульсы  $U_3$  (импульсы с точкой на рис. 5.2, б), совпадающие по времени со строб-импульсами  $U_2$ , но имеющие амплитуду, равную амплитуде исследуемых импульсов  $U_c$  в момент поступления строб-импульсов. Поэтому импульсы  $U_3$  называют строб-импульсами, промоделированными по амплитуде, исследуемым сигналом  $U_c$ . Как видно из представленной диаграммы сигнала  $U_3$ , огибающая промодулированных по амплитуде исследуемым сигналом  $U_c$ , огибающая промодулированных строб-импульсов практически повторяет форму исследуемых импульсов  $U_c$ , но по сравнению с ними растянуты во времени. Импульсы усиливают в усилителе, затем расширяют расширителем до требуемой длительности и подают через усилитель канал вертикального отклонения  $Y$  на отклоняющие пластины стробоскопического осциллографа. При этом на экране осциллографа с обычными ЭЛТ, пилообразной разверткой наблюдают форму импульсов  $U_c$ .

Для большей контрастности изображения плоские участки расширенного во времени исследуемого сигнала подсвечивают импульсами схемы подсвета луча. При этом изображение сигнала будет иметь вид светящихся черточек, что является характерным признаком осциллограммы стробоскопического осциллографа.

Степень растянутости наблюдаемого импульса напряжения во времени (временное преобразование) характеризуется коэффициентом трансформации масштаба времени  $K_{тр} = nT_{стр}/\tau$ , где  $n$  – количество строб – импульсов, считывающих импульс  $U_c$ . Поскольку  $n = \tau/\Delta t$ , то

$$K_{тр} = T_{стр} / \Delta t.$$

В современных стробоскопических осциллографах коэффициент трансформации масштаба времени достигает нескольких десятков тысяч (что позволяет при обычных стандартных развертках универсальных осциллографов наблюдать форму наносекундных импульсов); рабочая полоса пропускания достигает 10 ГГц; диапазон амплитуд входного сигнала может варьироваться от нескольких милливольт до десятков вольт; погрешность измерения интервалов времени составляет 5%.

## 5.5. ЗАПОМИНАЮЩИЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

**Запоминающие осциллографы**, имеющие специальные ЭЛТ, обладают способностью сохранения и воспроизведения сигнала в течение длительного времени после исчезновения его на входе. Их основное назначение – исследование однократных и редко повторяющихся процессов. Запоминающие осциллографы обладают почти такими же характеристиками, что и универсальные, однако отличаются расширенными функциональными возможностями.

Запоминающие скоростные и стробоскопические осциллографы относятся к специализированным средствам измерений.

При исследовании одиночных импульсов и периодических сигналов с большей скважностью используют запоминающие осциллографы, основой которых являются запоминающие трубки.

Запоминающие ЭЛТ содержат те же элементы, что и трубки универсального осциллографа, и дополнительно оснащены узлом памяти и системой воспроизведения изображения. Узел памяти ЭЛТ состоит из двух плоских сеточных электродов, расположенных параллельно экрану (рис. 5.3). Непосредственно у экрана трубки находится мишень, покрытая слоем диэлектрика. Поверх мишени помещен другой электрод в виде сетки с более крупной структурой – коллектор.

Изображение записывается электронным лучом высокой энергии (записывающий луч), электроны такого 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. На-

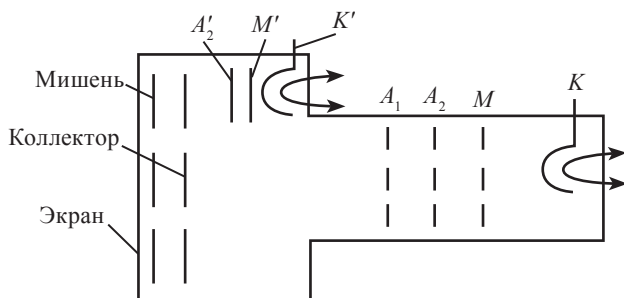


Рис. 5.3. Запоминающая ЭЛТ.

блюдать записанное изображение позволяет воспроизводящая система, состоящая из подогреваемого катода  $K'$ , анода  $A'_2$  и модулятора  $M'$  (рис. 5.3). Катод трубки создает поток электронов малой энергии, плотность которого регулируют модулятором  $M'$ . В результате формируется широкий расфокусированный пучок электронов, равномерно облучающий мишень.

Потенциал мишени трубки подобран таким образом, чтобы при отсутствии записанного изображения медленные электроны воспроизводящего пучка не могли через нее пройти. При наличии потенциального рельефа в этих точках мишени часть электронов проходит к экрану, вызывая его свечение. На экране появляется осциллограмма, повторяющая форму потенциального рельефа мишени. Стирается запись подачей на коллектор ЭЛТ отрицательного импульса, выравнивающего потенциал мишени.

Запоминающая ЭЛТ имеет три характерных режима работы:

1. Наблюдение сигнала без записи изображения: на коллекторе небольшое положительное напряжение  $U_{\text{кол}} = +50$  В, на мишени нулевой потенциал  $U_{\text{миш}} = 0$ , и она прозрачна для пучка летящих электронов;

2. Режим записи:  $U_{\text{кол}} = +50$  В: на мишень попадают положительный потенциал  $U_{\text{миш}} = +30$  В, и мишень становится менее прозрачной, поэтому быстролетающие электроны выбирают вторичные электроны и создают на мишени положительный потенциальный рельеф, который остается длительное время.

3. Режим воспроизведения: потенциал мишени снова становится нулевым,  $U_{\text{миш}} = 0$ , кроме тех мест, где записан рельеф; мишень облучается широким потоком медленно летящих электронов с воспроизводящей системы, для этого потока мишень прозрачна только в местах рельефа, где записан сигнал.

Запоминающие ЭЛТ характеризуют следующие параметры:

– яркость свечения экрана в режиме воспроизведения; ее регулируют напряжением модулятора системы воспроизведения, и она может быть высока, так как воспроизведение производится непрерывно;

– время воспроизведения изображения; оно в основном ограничивается устойчивостью потенциального рельефа к ионной бомбардировке; в современных ЭЛТ время воспроизведения достигает десятков минут;

– время сохранения записи; оно определяется при снятом с ЭЛТ напряжении;

– скорость записи; она определяет быстродействие ЭЛТ в режиме запоминания; определяют ее интервалом времени, необходимым для создания потенциального рельефа достаточной величины: последние модели запоминающих ЭЛТ имеют скорость записи сигналов от 2,5 до 4000 км/с.

## 5.6. ЦИФРОВЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

Разработка и применение цифровых осциллографов резко улучшили технику осциллографирования. В цифровых осциллографах исследуемый аналоговый сигнал во входном блоке преобразуется с помощью АЦП в цифровую форму и запоминается в дискретной памяти. Зафиксированный в памяти сигнал может быть использован для отображения его на экране ЭЛТ, на плоском матричном или любым другим способом.

Цифровой осциллограф позволяет одновременно наблюдать на экране сигнал и получать численные значения ряда его параметров с большей точностью, чем это возможно путем считывания количественных величин непосредственно с экрана обычного осциллографа. Это возможно потому, что параметры сигнала измеряют непосредственно на входе цифрового осциллографа, тогда как сигнал, прошедший через канал вертикального отклонения, может быть измерен с существенными ошибками (до 10%).

На экране современного цифрового осциллографа помимо собственно осциллограмм сигналов, отображается состояние органов управления (чувствительность, длительность развертки и т.п.). Предусмотрены вывод информации с осциллографа на печать, в сеть передачи данных и другие функциональные возможности. Однако этим не ограничиваются возможности цифровых осциллографов. Сопряжение цифровых осциллографов с микропроцессорами позволяет определить среднее квадратическое значение напряжения сигнала и даже вычислить и отображать на экране преобразование Фурье для видов сигналов.

### Контрольные вопросы и задания

1. Для каких целей применяют осциллографы?
2. Какие типы осциллографов используют в решении измерительных задач?
3. Какие блоки входят в состав структурной схемы универсального осциллографа? Объясните их назначения.

4. Для чего применяют синхронизацию разверток в электронном осциллографе?
5. Перечислите основные типы синхронизации.
6. Для чего в осциллографах применяют калибраторы амплитуд?
7. Объясните назначение линейно-изменяющегося напряжения, подводимого на горизонтальные пластины.
8. Опишите устройство, принцип действия, параметры и характеристики ЭЛТ.
9. Какие типы индикаторных панелей применяют в современных осциллографах?
10. Принцип действия и параметры запоминающего осциллографа.
11. Назовите особенности осциллографирования импульсов наносекундной длительности.
12. Как работает стробоскопический осциллограф?
13. Какие требования предъявляют к напряжению развертки?
14. Как работает генератор пилообразного напряжения?
15. Перечислите основные виды разверток.
16. Как измеряют амплитуду сигналов с помощью осциллографа?
17. Как осуществляют измерение временных интервалов с помощью калиброванной развертки яркостных меток?
18. Какие требования предъявляют к осциллографу при измерении импульсных сигналов?
19. Поясните принцип построения цифровых осциллографов.
20. Назовите основные параметры и характеристики современного цифрового осциллографа.

---

## ГЛАВА VI ИЗМЕРЕНИЕ ФАЗЫ СИГНАЛОВ

### 6.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Понятие «фаза» характеризует гармоническое (синусоидальное) колебание в любой конкретный момент времени. Так, для гармонического колебания  $u_1(t) = u_{\max 1} \sin(\omega t - \varphi)$  с амплитудой  $U_{\max 1}$  и круговой частотой  $\omega$  текущая (мгновенная) фаза в момент  $t$  времени имеет следующий вид:

$$\varphi(t) = (\omega t + \varphi_1),$$

где  $\varphi_1$  – начальная фаза.

Фазовым сдвигом двух гармонических сигналов одинаковой частоты  $u_1(t) = u_{\max 1} \sin(\omega t - \varphi)$  и  $u_2(t) = u_{\max 2} \sin(\omega t - \varphi)$  называется модуль разности их начальных фаз  $\Delta\varphi = |\varphi_1 - \varphi_2|$ .

Обычно величина  $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$  также называется разностью фаз сигналов. Фазовый сдвиг  $\Delta\varphi$  не зависит от времени, если остаются неизменными начальные фазы  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ . На практике, как правило, решается задача измерения разности фаз двух гармонических (синусоидальных) колебаний с равными частотами. На рис. 6.1 иллюстрируются формы сигналов.

Фазовый сдвиг удобнее выразить в виде зависимости сдвига сигналов во времени. В частности, для синусоидальных сигналов типа  $u_1(t) = U_{\max} \sin \omega t$  и  $u_2(t) = U_{\max} \sin(t - \Delta t)$ , имеющих одинаковый период  $T = \frac{2\pi}{\omega}$ , сдвиг фазы (см. рис. 6.1, а) можно записать по формуле:

$$\Delta\varphi = \omega\Delta t = \frac{2\pi\Delta t}{T}. \quad (6.1)$$

Сигналы называются синфазными, противофазными и находящимися в квадратуре, если фазовый сдвиг между ними равен  $0$ ,  $\pi$  и  $\pi/2$  соответственно. Применительно к периодическим синусоидальным и

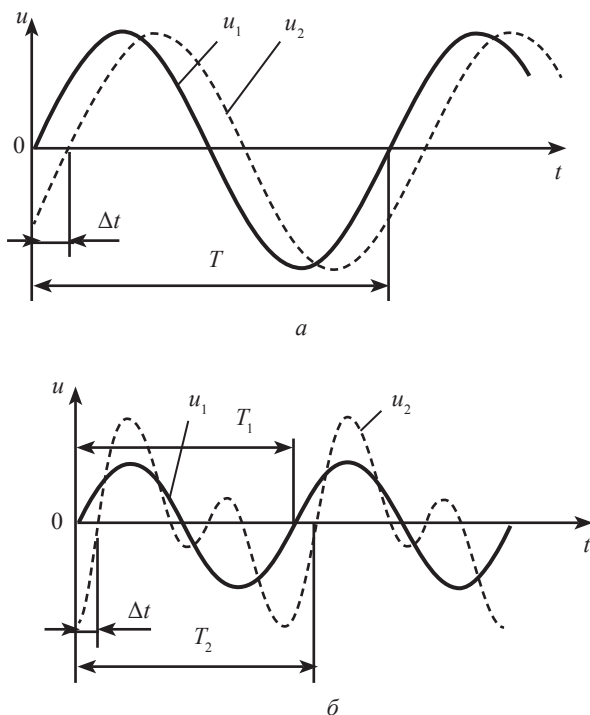


Рис. 6.1. Формы сигналов:  $a$  – двух синусоидальных,  $b$  – синусоидального и несинусоидального с одинаковым периодом.

несинусоидальным сигналам (см. рис. 6.1,  $b$ ) и к двум несинусоидальным сигналам с одинаковым периодом  $T$  используется понятие об их сдвиге (задержке) во времени  $\Delta t$ .

Для измерения фазового сдвига используются приборы, которые называются **фазометрами**. В данном случае в качестве мер такого сдвига используются фазовращатели, т. е. линейные четырехполюсники, у которых выходной сигнал задерживается по фазе относительно входного. Фазовращатели подразделяются на регулируемые и нерегулируемые. Для оценки величины фазового сдвига используются следующие методы измерения:

- осциллографический;
- компенсационный;
- преобразования фазового сдвига в импульсы тока;
- дискретного или цифрового счета;
- с преобразованием частоты сигналов.



## 6.2. ОСЦИЛЛОГРАФИЧЕСКИЙ МЕТОД

Для измерения фазового сдвига с помощью осциллографа применяются следующие методы разверток:

- линейной;
- синусоидальной (или эллипса);
- круговой.

Кроме того, используется метод полуокружности. Метод линейной развертки реализуется при наблюдении на экране одновременно двух сигналов (см. рис. 6.1). Для этого можно использовать двухлучевой осциллограф, подавая сигналы на входы вертикального отклонения лучей (входы  $Y$ ). Кроме того, также применяется однолучевой осциллограф, если на его вход  $Y$  подавать исследуемые сигналы поочередно через электронный коммутатор. И в том и в другом случаях горизонтальные развертки осциллографов должны быть синхронизированы одним из сигналов.

Измерив временные отрезки  $\Delta t$  и  $T$ , вычисляют фазовый сдвиг сигналов в радианах по формуле (6.1) или в градусах по следующему выражению:

$$\Delta\varphi = 360 \frac{\Delta t}{T}. \quad (6.2)$$

При данном методе погрешность измерения фазового сдвига  $\Delta\varphi$  близка к  $\pm(5...7)^\circ$  и обусловлена нелинейностью развертки, неточностью замера интервалов  $\Delta t$  и  $T$ , а также ошибками определения положения оси времени. Метод синусоидальной развертки или эллипса, реализуется с помощью однолучевого осциллографа при подаче одного сигнала на вход  $Y$ , а второго – на вход  $X$  отклонения электронного луча. При этом генератор развертки осциллографа должен быть выключен.

Пусть на входы  $X$  и  $Y$  были поданы соответственно сигналы  $u_1(t) = u_1 = U_{\max 1} \sin \omega t$  и  $u_2(t) = u_2 = U_{\max 2} \sin(\omega t + \varphi)$ , для которых фазовый сдвиг  $\Delta\varphi = \varphi$  (далее в выражениях для  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$  аргумент  $t$  будет везде опущен). Мгновенные отклонения луча на экране по горизонтали и вертикали будут описываться по формулам:

$$x = h_x U_{\max 1} \sin \omega t = a \sin \omega t; \quad (6.3)$$

$$y = h_y U_{\max 2} \sin(\omega t + \varphi) = b \sin(\omega t + \varphi), \quad (6.4)$$

где  $h_x$  и  $h_y$  – коэффициенты чувствительности осциллографа к отклонению луча по горизонтали и вертикали;  $a = h_x U_{\max 1}$  и  $b = h_y U_{\max 2}$  – амплитуды отклонения луча.

Для определения формы фигуры, вычерчиваемой лучом на экране осциллографа, найдем ее аналитическое описание. Для этого достаточно из формул (6.3) и (6.4) исключить переменную  $t$  и затем отклонение представить как зависимость от величины  $x$ :

$$\sin \omega t = \frac{x}{a}, \quad \cos \omega t = \pm \sqrt{1 - \left(\frac{x}{a}\right)^2}; \quad (6.5)$$

$$y = b \sin(\omega t + \varphi) = b(\sin \omega t \cos \varphi + \cos \omega t \sin \varphi). \quad (6.6)$$

После подстановки формулы (6.5) в формулу (6.6) получим следующее выражение:

$$y = \left(\frac{b}{a}\right) \left( x \cos \varphi \pm \sqrt{a^2 - x^2} \sin \varphi \right), \quad (6.7)$$

представляющее собой известное уравнение эллипса. На рис. 6.2 показывается измерение разности фаз методом эллипса. Определим величину фазового сдвига двух сегментов. Частям эллипса, представленным непрерывной и штриховой линиями на рис. 6.2, соответствует выражение (6.7), в котором перед корнем стоят знаки «плюс» и «минус» соответственно. Величины отрезков  $y_0$  и  $x_0$  находятся из выражения (6.7), если положить для непрерывной линии  $x=0$ , а для

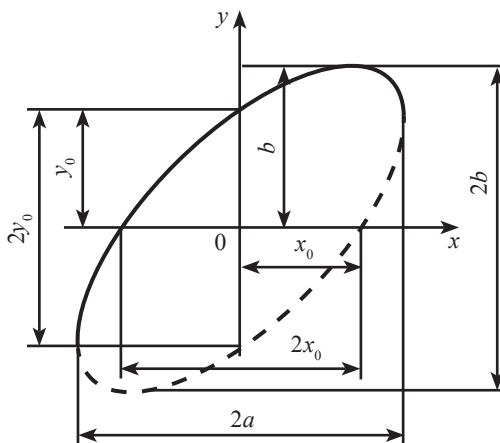


Рис. 6.2. Измерение разности фаз методом эллипса.

штриховой линии  $y=0$ , т. е.  $y_0 = b \sin \varphi$ ,  $x_0 = a \sin \varphi$ . Отсюда искомым фазовый сдвиг

$$\Delta\varphi = \varphi = \arcsin\left(\frac{y_0}{b}\right) = \arcsin\left(\frac{x_0}{a}\right). \quad (6.8)$$

Перед началом измерения фазового сдвига  $\Delta\varphi$  обычно уравнивают на экране амплитуды  $b$  и  $a$  (см. рис. 6.2). Для этого поочередно отключают сигналы  $u_1$  и  $u_2$  от входов  $X$  и  $Y$  осциллографа и с помощью регулировок коэффициентов чувствительности  $h_x$  или  $h_y$ , добиваются равенства  $b=a$ , когда  $y_0=x_0$ . Измерив на экране отрезки  $2y_0$  и  $2b$  (или  $2x_0$  и  $2a$ ), подставляют их отношение в формулу (6.8) и находят  $\Delta\varphi$ . Метод эллипса не позволяет однозначно определить фазовый сдвиг в диапазоне от  $0$  до  $360^\circ$ . Это хорошо видно из осциллограмм, представленных на рис. 6.3, для различных значений  $\Delta\varphi$ . Можно добиться более точного результата измерений сдвига фаз, если подать один из сигналов на вход осциллографа через фазовращатель на  $90^\circ$  и проанализировать изменение поведения осциллограммы. Положим, что мы имеем осциллограмму, соответствующую сдвигу фаз  $\Delta\varphi = 60^\circ$  или  $300^\circ$ . Если теперь мы подадим сигнал  $u_2$  на вход  $Y$  через фазовращатель, то фазовый сдвиг станет равным  $150^\circ$  или  $30^\circ$ . Как видно из рис. 6.3, при  $\Delta\varphi = 60^\circ$  осциллограмма из квадрантов  $1$  и  $3$  переместится в квадранты  $3$  и  $4$ , а при  $\Delta\varphi = 300^\circ$  останется в квадрантах  $1$  и  $3$ .

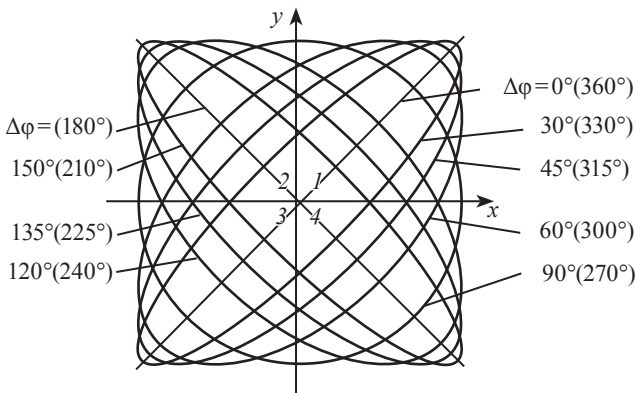


Рис. 6.3. Формы осциллограмм при разных фазовых сдвигах:  $1, 2, 3$  и  $4$  – квадранты осциллограммы;  $\Delta\varphi$  – фазовый сдвиг.

Погрешность измерения фазового сдвига между двумя синусоидальными сигналами методом эллипса зависит от точности измерения длин отрезков, входящих в выражение (6.8) и точности фокусировки луча на экране осциллографа. Эти причины оказывают тем большее влияние на точность измерения, чем будет ближе измеряемый сдвиг фаз к 0 или 90°. Кроме того, в этом случае также есть и систематическая погрешность измерения, обусловленная наличием фазового сдвига, создаваемого усилителями каналов вертикального и горизонтального отклонений лучей. Для снижения этой погрешности перед началом измерений поступают следующим образом. Один из исследуемых сигналов подается на вход  $Y$  осциллографа непосредственно, а на вход  $X$  – через регулируемый фазовращатель. Далее, изменяя настройку фазовращателя, добиваются появления на экране осциллографа наклонной прямой линии. Затем, сохраняя эту настройку, на вход фазовращателя подается второй сигнал (отключив предварительно первый) и проводится требуемое измерение фазового сдвига сигналов.

Метод круговой развертки обеспечивает измерение фазового сдвига практически в пределах от 0 до 360°. Сущность метода поясняется схемами и эпюрами, приведенными на рис. 6.4, для случая измерения фазового сдвига между сигналами  $u_1 = U_{\max 1} \sin \omega t$  и  $u_2 = U_{\max 2} \sin(\omega t + \varphi)$ . Генератор развертки осциллографа предварительно выключается, и на входы  $Y$  и  $X$  подаются сигнал  $u_1$  и сигнал  $u_3$  (см. рис. 6.4, *а*), задержанный относительно  $U_1$  по фазе на 90° (с помощью дополнительного фазовращателя – ФВ). При одинаковом отклонении электронного луча по горизонтали и вертикали на экране осциллографа будет наблюдаться осциллограмма, имеющая вид окружности (см. рис. 6.4, *б*). Анализируемые сигналы  $u_1$  и  $u_2$  также поступают на входы идентичных формирователей  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ , которые осуществляют преобразование синусоидальных колебаний в последовательность коротких однополярных импульсов  $u_4$  и  $u_5$  (см. рис. 6.4, *в*).

Передние фронты этих импульсов практически совпадают с моментом перехода синусоид через нулевое значение при их возрастании. Импульсные сигналы  $U_4$  и  $U_5$  объединяются с помощью логической схемы ИЛИ. Ее выходной импульсный сигнал  $u_6$  в виде двухимпульсных последовательностей подается на вход 2 управления

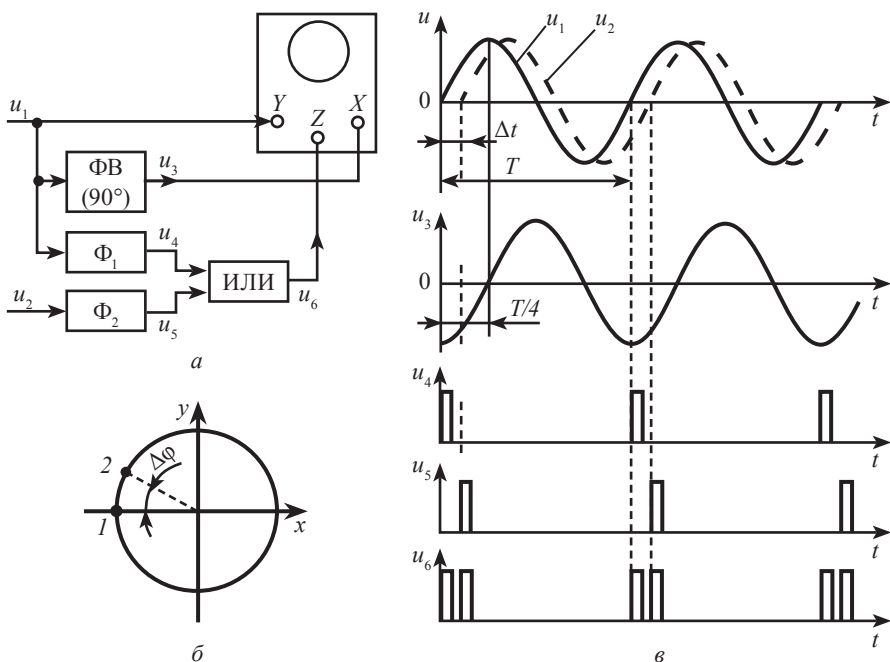


Рис. 6.4. Метод круговой развёртки: а – схема измерения; б – осциллограмма; в – эпюры сигналов; 1 и 2 – отметки повышенной яркости.

яркостью луча осциллографа. В результате на окружности в точках 1 и 2 появляются отметки повышенной яркости (см. рис. 6.4, б).

Процесс измерения фазового сдвига  $\Delta\varphi$  между сигналами  $U_1$  и  $U_2$  поясняется рис. 6.4, б. Отсчет величины фазового сдвига производится по шкале прозрачного транспорта, центр которого совмещается с центром окружности.

В основе данного метода измерения лежит следующее. Полную окружность, которой соответствует угол  $360^\circ$ , луч описывает за время, равное периоду  $T$  сигналов  $U_1$  и  $U_2$ . Дугу между точками 1 и 2, которой соответствует некоторый угол  $\alpha$ , электронный луч описывает за время задержки этих сигналов  $\Delta t = \Delta\varphi T / 360^\circ$ . Отсюда следует, что угол  $\alpha$  равен  $\Delta\varphi$ . Погрешность измерения данного метода зависит от точности формирования окружности и определения ее центра, а также от степени идентичности порога срабатывания формирователей и точности измерения угла  $\Delta\varphi$  с помощью транспорта.

### 6.3. КОМПЕНСАЦИОННЫЙ МЕТОД

Сущность компенсационного метода состоит в сравнении измеряемого фазового сдвига с известной величиной фазового сдвига, который создается с помощью измерительного фазовращателя. Структурная схема измерительной установки, реализующей данный метод и вид ее на экране приведены на рис. 6.5. Схема включает измерительный фазовращатель 1 и индикатор 2 равенства фаз, в качестве которого использован осциллограф с отключенным генератором развертки. Сигнал  $U_1$  подается на вход  $Y$  осциллографа через фазовращатель, а сигнал  $U_2$  на вход  $X$  – непосредственно на осциллограф.

Фазовый сдвиг  $\Delta\varphi$  между двумя сигналами  $U_1$  и  $U_2$  определяется путем изменения фазы дополнительного сигнала  $U_3$  с помощью фазовращателя до момента появления на экране наклонной прямой линии (см. рис. 6.5, б), т. е. до момента равенства фаз сигналов  $U_2$  и  $U_3$ . При этом величина фазового сдвига  $\Delta\varphi$  считывается по шкале фазовращателя.

С целью более точных измерений следует проверить и скомпенсировать возможное неравенство фазовых сдвигов, создаваемых усилителями вертикального и горизонтального отклонений луча осциллографа. Эта процедура выполняется в порядке, изложенном выше при рассмотрении метода эллипса. Погрешность измерения данного метода в основном определяется качеством градуировки шкалы фазовращателя и достигает  $0,1...0,2^\circ$ .

Компенсационный метод используется и в диапазоне СВЧ для измерения фазового сдвига, создаваемого различными устройствами (фильтром, отрезком волновода и т.п.). Процесс измерений можно по-

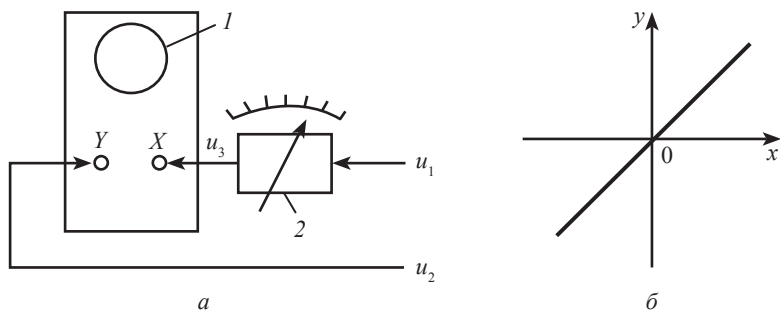


Рис. 6.5. Определение фазового сдвига компенсационным методом:  
а – схема; 1 – фазовращатель; 2 – индикатор; б – вид на экране.

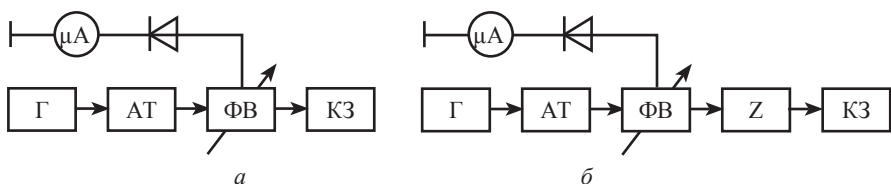


Рис. 6.6. Измерение фазового сдвига компенсационным методом в диапазоне СВЧ: а – схема исходной установки; б – схема измерения.

яснить структурными схемами, приведенными на рис. 6.6, где: Г – СВЧ-генератор, АТ – развязывающий аттенюатор, ФВ – измерительный СВЧ-фазовращатель, 2 – испытуемое устройство, КЗ – короткозамыкающая заглушка.

Процесс измерения выполняется в два этапа. Вначале собирается исходная установка, показанная на рис. 6.6, а. При включении генератора в тракте устанавливается стоячая волна. В произвольное сечение фазовращателя вводится зонд, состоящий из диода и индикатора. Путем перестройки фазовращателя добиваются совмещения узла напряжения стоячей волны с плоскостью сечения, в которую введен зонд. Момент совмещения устанавливается по нулевому показанию индикатора. При этом со шкалы фазовращателя считывается показание фазового угла  $\varphi_1$ .

Затем собирается установка, приведенная на рис. 6.6, б (схема измерения), в которой между фазовращателем и короткозамыкающей заглушкой вводится испытуемое устройство Z. При этом в тракте распространения СВЧ-колебаний происходит смещение узла напряжения. Путем перестройки фазовращателя снова добиваются (по нулевому показанию индикатора) совмещения узла напряжения стоячей волны с плоскостью сечения зонда. Со шкалы фазовращателя считывают новое показание  $\varphi_2$ . Искомый фазовый сдвиг, вносимый устройством Z, определяется по следующей формуле:

$$\Delta\varphi = \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2} .$$

#### 6.4. МЕТОД ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФАЗОВОГО СДВИГА В ИМПУЛЬСЫ ТОКА

Структурная схема устройства, реализующего преобразование фазового сдвига в импульсы тока и поясняющего эпюры, приведена

на рис. 6.7. В состав устройства входят преобразователь  $\Delta\varphi \rightarrow \Delta t$  искомого фазового сдвига  $\Delta\varphi$  в интервал времени  $\Delta t$  и измерительный прибор. Преобразователь состоит из двух одинаковых формирователей  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  и триггера Т.

Сущность данного метода измерения фазового сдвига заключается в следующем. Синусоидальные сигналы импульсов  $u_1$  и  $u_2$ , имеющие некоторый фазовый сдвиг, подаются на идентичные формирователи  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ , преобразующие их в последовательности коротких импульсов  $u_3$  и  $u_4$  (см. рис. 6.7, б).

Импульсы  $u_3$  служат для запуска, а импульсы  $u_4$  – для сброса триггера в исходное состояние. В результате на выходе триггера формируется периодическая последовательность импульсов напряжения, период повторения и длительность которых равны периоду  $T$  и сдвигу во времени  $\Delta t$  исследуемых сигналов  $u_1$  и  $u_3$ . Данные импульсы, поступая на резистор  $R$ , соединенный с измерительным прибором  $\mu A$ , преобразуются в последовательность импульсов тока  $i$  с аналогичными периодом и длительностью и некоторой амплитудой  $I_{\max}$  (см. рис. 6.7, б).

В качестве измерительного прибора часто используется микроамперметр  $\mu A$  магнитоэлектрической системы, реагирующий на среднее значение тока  $i$  за период его следования  $T$ .

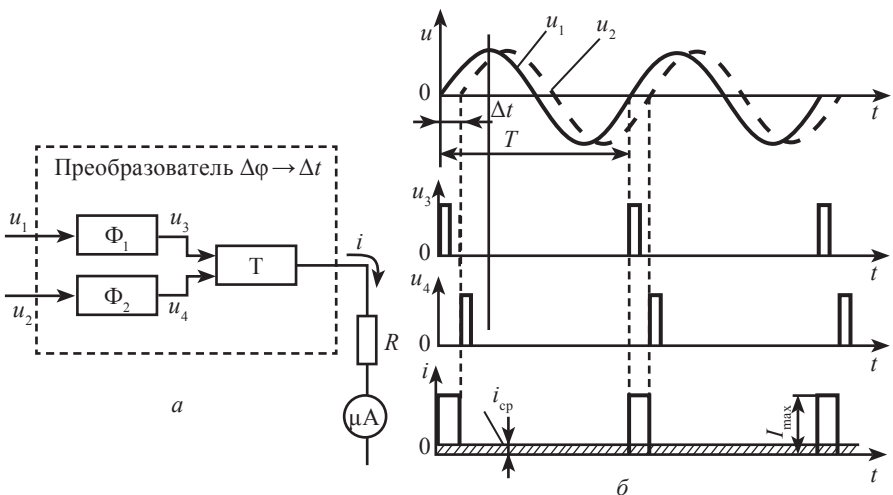


Рис. 6.7. Метод преобразования фазового сдвига в импульсы тока:  
а – схема устройства; б – эпюры сигналов.



Пусть  $S_1$  и  $i_{\text{cp}}$  – чувствительность прибора и среднее значение протекающего через него тока. Тогда показание прибора  $\alpha$  можно определить по следующей формуле:

$$\alpha = S_1 i_{\text{cp}} = S_1 \frac{1}{T} \int_0^{\Delta t} I_{\text{max}} dt = S_1 I_{\text{max}} \frac{\Delta t}{T}$$

С учетом выражения (6.2) получим уравнение:

$$\alpha = S_1 I_{\text{max}} \frac{\Delta \varphi}{360},$$

где  $\Delta \varphi$  – искомый фазовый сдвиг. Так как чувствительность  $S_1$  и амплитуда  $I_{\text{max}}$  постоянны, то шкалу микроамперметра можно проградуировать непосредственно в градусах. Измеренное значение фазового сдвига является средним за время измерения. Погрешность измерения на частотах до 200 кГц равна  $(0,5 \pm 0,15)^\circ$ , а на частотах до 1 МГц составляет  $(1 \pm 0,02)^\circ$ .

## 6.5. МЕТОД ДИСКРЕТНОГО СЧЕТА

Метод дискретного счета (более точное название – *цифровой метод измерения фазового сдвига*), используемый в *цифровых фазометрах*, включает две основные операции:

- преобразование фазового сдвига в соответствующий интервал времени;
- измерение интервала времени методом дискретного счета.

Рассмотрим реализацию метода дискретного счета на структурной схеме цифрового фазометра (рис. 6.8, *a*), в состав которого входят преобразователь  $\Delta \varphi \rightarrow \Delta t$  искомого фазового сдвига  $\Delta \varphi$  в интервал времени  $\Delta t$ , временной селектор (ВС<sub>1</sub>), генератор счетных импульсов (ГИ), счетчик (СЧ) и цифровое отсчетное устройство (ЦОУ).

Устройство и принцип действия преобразователя  $\Delta \varphi \rightarrow \Delta t$  рассмотрены в подразд. 6.4. Временной селектор представляет собой ключевую логическую схему. Генератор счетных импульсов состоит из кварцевого генератора гармонических колебаний стабильной частоты и схемы формирования импульсов.

Цифровой фазометр работает следующим образом. Преобразователь  $\Delta \varphi \rightarrow \Delta t$  из подаваемых на его входы синусоидальных сигналов  $u_1$  и  $u_2$ , обладающих фазовым сдвигом  $\Delta \varphi$ , формирует последователь-

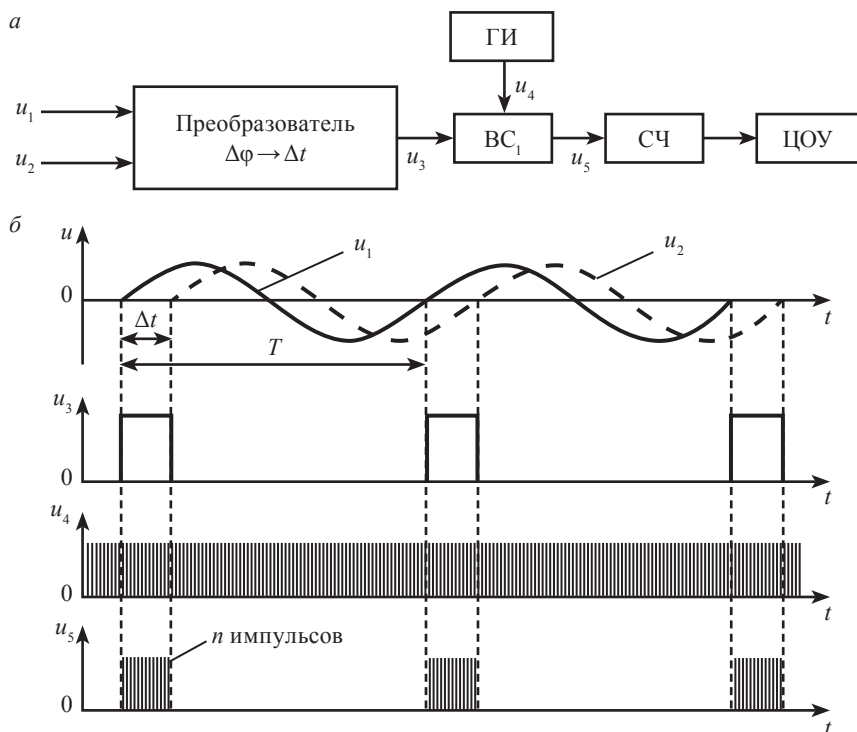


Рис. 6.8. Цифровой метод измерения фазового сдвига:  
*a* – структурная схема; *б* – эпюры сигналов.

ность прямоугольных импульсов  $U_3$  (см. эпюры сигналов на рис. 6.8, *б*), имеющих длительность  $\Delta t$  и период повторения  $T$ , равные соответственно сдвигу во времени и периоду сигналов  $u_1$  и  $u_2$ .

Импульсы  $u_3$ , а также счетные импульсы  $u_4$ , вырабатываемые генератором, подаются на входы временного селектора  $BC_1$ . Данный селектор открывается на время, равное длительности  $\Delta t$  импульсов  $u_3$ , и в течение этого времени пропускает на вход импульсы генератора  $u_4$ . При этом на выходе селектора  $BC_1$  формируются пакеты импульсов  $u_5$ , следующие с периодом  $T$ .

За один период повторения  $T$  сигналов  $u_1$  и  $u_2$  на счетчик с выхода селектора поступает количество импульсов, содержащееся в одном пакете,

$$n = \frac{\Delta t}{T_0}, \quad (6.9)$$

где  $T_0$  – период следования счетных импульсов генератора.

Подставляя в формулу (6.9) соотношение для  $\Delta t$  из формулы (6.2), находим выражение для измеряемого фазового сдвига сигналов  $u_1$  и  $u_2$ :

$$\Delta\varphi = n360 \frac{T_0}{T}.$$

Кодовый сигнал, пропорциональный фазовому сдвигу  $\Delta\varphi$ , со счетчика подается на цифровое отсчетное устройство, показания которого считываются в градусах. Погрешность такого цифрового фазометра определяется погрешностью дискретизации и аппаратурной погрешностью. *Погрешность дискретизации* связана с тем, что интервал времени  $\Delta t$  можно измерить с точностью до одного периода счетных импульсов. *Аппаратурная погрешность* определяется нестабильностью времени срабатывания триггера преобразователя  $\Delta\varphi \rightarrow \Delta t$ .

Уменьшение погрешностей может быть достигнуто путем использования *фазометров среднего значения*, результат измерения которых является средним значением измеряемого фазового сдвига за большое число периодов  $T$ .

Структурная схема цифрового фазометра среднего значения вместе с поясняющими эпюрами представлена на рис. 6.9. В отличие от схемы рассмотренного выше фазометра (см. рис. 6.8, *а*) в схему рис. 6.9, *а* включены второй временной селектор ( $BC_2$ ) и формирователь импульсов (ФИ).

Принцип работы фазометра удобно проанализировать, выделив в нем функционально законченные устройства, из которых два первых рассмотрены ранее. К их числу относятся преобразователь  $\Delta\varphi \rightarrow \Delta t$  искомого фазового сдвига  $\Delta\varphi$  двух синусоидальных сигналов  $u_1$  и  $u_2$  в интервал времени  $\Delta t$ , формирующий импульсный сигнал  $u_3$  (см. рис. 6.9, *б*), а также преобразователь  $\Delta t \rightarrow n$  интервала  $\Delta t$  в соответствующее число (пакет) импульсов  $n$ . Преобразователь  $\Delta t \rightarrow n$ , формирующий пакеты импульсов  $u_3$ , состоит из генератора импульсов и временного селектора  $BC_1$ . Номинальное число импульсов  $n$  в одном пакете определяется выражением (6.9).

Для усреднения результата измерений пакеты импульсов подаются на устройство, выдающее  $m$  таких пакетов за калиброванный отрезок времени  $T_k \gg T$ , где  $T$  – период повторения исследуемых сигналов  $u_1$  и  $u_2$ . В состав устройства входят формирователь импульса с длительностью  $T_k$  и временной селектор  $BC_2$ . Схема формирователя

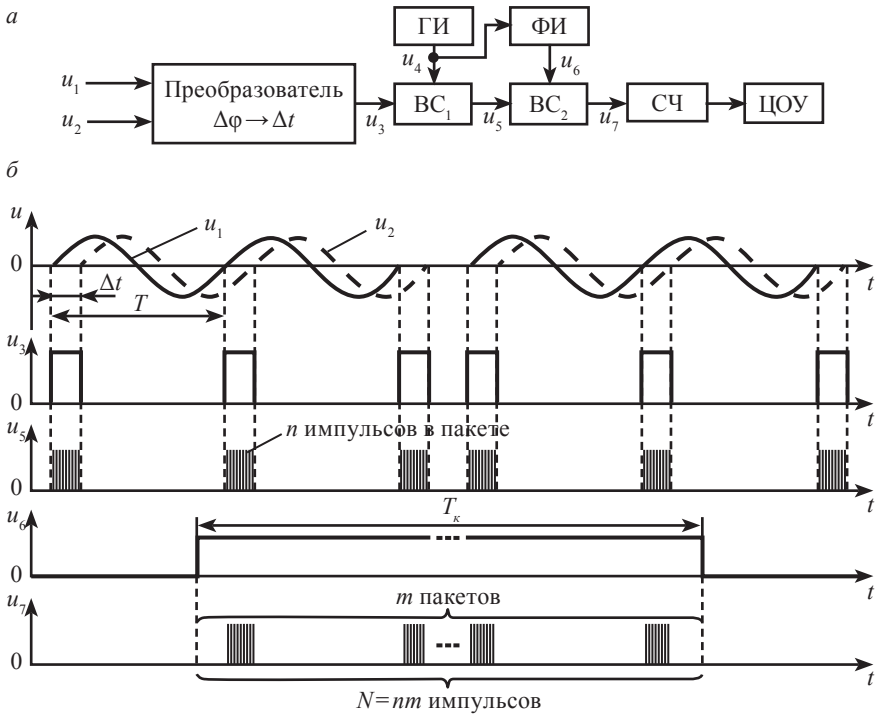


Рис. 6.9. Измерение сдвига фаз фазометром методом среднего значения:  
*a* – структурная схема; *б* – эпюры к структурной схеме.

импульса построена на базе делителя частоты импульсов с коэффициентом деления  $K_d$ . На его вход поступают импульсы (на рис. 6.9, *б* эти импульсы показаны в пачках) с периодом повторения  $T_0$  от генератора импульсов. При этом на выходе формирователя импульса формируется импульс  $u_6$  длительностью:

$$T_k = K_d T_0.$$

Этот импульс предназначен для открытия временного селектора  $BC_2$ . За время действия импульса через выход селектора проходит ряд пакетов импульсов  $u_5$ , число которых можно рассчитать по формуле:

$$m = \frac{T_k}{T} = K_d \frac{T_0}{T}. \quad (6.10)$$

Импульсный сигнал на выходе селектора  $BC_2$ , обозначенный на рис. 6.9, *б* через  $u_7$ , поступает на счетчик, связанный с цифровым от-

счетным устройством (ЦОУ). Общее число импульсов, поступивших на этот счетчик, с учетом выражений (6.8), (6.9) и (6.10), будет следующим:

$$N = nm = \frac{\Delta t}{T_0} \frac{K_4''}{T} = K_4 \frac{\Delta t}{T} = K_4 \frac{\Delta \varphi}{360}.$$

Отсюда можно найти измеряемый фазовый сдвиг двух сигналов  $u_1$  и  $u_2$  по формуле

$$\Delta \varphi = N \frac{360}{K_4} = \frac{N}{k}. \quad (6.11)$$

В выражении (6.11) коэффициент  $k$  является постоянным для данного прибора и выбирается равным  $10^{-a}$ , где  $a$  – целое число. При этом на шкале ЦОУ величина фазового сдвига выражается в градусах. Чем больше  $a$ , тем выше разрешающая способность фазометра, определяемая коэффициентом  $k$ .

В фазометре (см. рис. 6.9, а) генератор импульсов и исследуемые сигналы  $u_1$  и  $u_2$  не имеют взаимной синхронизации. Поэтому возможны изменение номинального числа счетных импульсов  $n$  в одном пакете на  $\pm 1$  импульс (погрешность дискретизации), потеря части пакета в пределах интервала времени  $T_k$ , что и является причинами погрешности фазометра. Анализ этой погрешности показывает, что ее максимальная величина равна  $90/fT_k$ , где  $f$  – частота исследуемых сигналов. Отсюда ясно, что в случае минимальной частоты  $f$  сигналов  $u_1$  и  $u_2$  погрешность фазометра можно уменьшить только за счет увеличения времени измерения  $T_k$ :

Наряду с указанными причинами на погрешность измерения фазометра влияют неточность фиксации формирователями  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  моментов перехода сигналов  $u_1$  и  $u_2$  через нулевой уровень, отличие этих сигналов от синусоидальной формы, а также влияние шумовых помех на преобразование фазового сдвига в интервал времени. Однако погрешности от этих причин снижаются путем усреднения результата измерений за интервал времени  $T_k$ , который значительно больше периода исследуемых сигналов  $T$ .

Погрешность измерения цифрового фазометра указывается в его паспорте. Если у фазометра преобладает аддитивная составляющая погрешности, то в паспорте приводится предел его допусти-

мой основной абсолютной погрешности, т. е.  $\Delta_{\text{п.пред}} = \pm \Delta\varphi_0$  (например,  $\Delta_{\text{п.пред}} = \pm 0,5^\circ$ ).

Если же аддитивная и мультипликативная составляющие погрешности соизмеримы по величине, то указывается зависимость предела допустимой погрешности от показания фазометра  $\varphi_{\text{п}}$ , т. е.  $\Delta_{\text{п.пред}} = \pm(\varphi_0 + b\varphi_{\text{п}})$ , где  $b$  – постоянное число (например,  $\Delta_{\text{п.пред}} = \pm(0,5 + 0,01 \varphi_{\text{п}})^\circ$ ).

## 6.6. ФАЗОМЕТР НА ОСНОВЕ МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ СИСТЕМЫ

Фазометры на основе микропроцессорной системы позволяют измерять фазовый сдвиг между двумя периодическими сигналами за любой выбранный период, наблюдать флуктуации подобных сдвигов и оценивать их статистические характеристики, а именно: математическое ожидание, дисперсию, среднее квадратичное отклонение. Такие фазометры могут измерять и среднее значение фазового сдвига.

Структурная схема микропроцессорного фазометра приведена на рис. 6.10, *а*. Принцип измерения фазового сдвига между двумя синусоидальными сигналами  $u_1$  и  $u_2$  за один выбранный период  $T$  их следования поясняется временными диаграммами на рис. 6.10, *б*.

В фазометре в схеме импульсного преобразователя (ИПР) сигналы  $u_1$  и  $u_2$  с входного устройства (ВУ) преобразуются в короткие импульсы  $u'_1$  и  $u'_2$  соответственно. В формирователе  $\Phi_1$  с помощью первой пары этих импульсов вырабатывается импульс  $u_3$  длительностью  $\Delta t$ , равной сдвигу во времени сигналов  $u_1$  и  $u_2$ . Импульсом  $u_3$  открывается временной селектор  $ВС_1$  который в течение времени  $\Delta t$  пропускает на вход счетчика  $СЧ_1$  счетные импульсы, следующие с периодом  $T_0$  и вырабатываемые микропроцессорной системой (МПС). Поступающий на вход  $СЧ_1$  пакет импульсов на рис. 6.10, *б* обозначен через  $u_4$ . Число импульсов в пакете рассчитывается по формуле:

$$n = \frac{\Delta t}{T_0} . \quad (6.12)$$

Одновременно в формирователе  $\Phi_2$  вырабатывается импульс  $u_5$ , длительность которого равна периоду  $T$  исследуемых сигналов  $u_1$  и  $u_2$ . Импульс  $u_5$  открывает на время  $T$  временной селектор  $ВС_2$ , пропу-

скающий от МПС на вход счетчика СЧ<sub>2</sub> пакет импульсов  $u_6$ . Период импульсов в пакете равен  $T_0$ , а их число:

$$N = \frac{T}{T_0} . \tag{6.13}$$

Для оценки искомого значения фазового сдвига  $\Delta\varphi$  за выбранный период  $T$  требуется найти отношение величин (6.12) и (6.13):

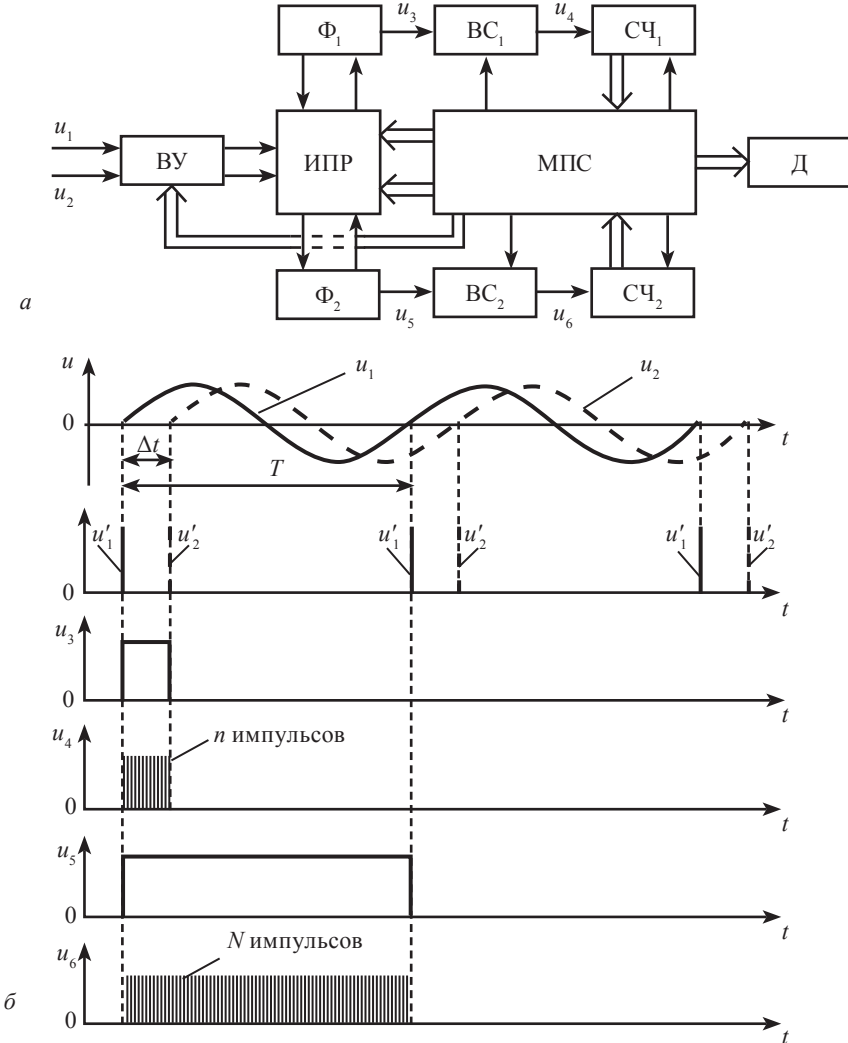


Рис. 6.10. Фазометр на основе микропроцессорной системы:  
а – структурная схема; б – временные диаграммы.

$$\frac{n}{N} = \frac{\Delta t}{T}.$$

Затем с учетом формулы (6.2) необходимо умножить это отношение на  $360^\circ$ . Окончательно получим следующую формулу:

$$\Delta\varphi = 360 \frac{n}{N} \quad (6.14)$$

Определение фазового сдвига в соответствии с выражением (6.14) осуществляется МПС, на которую подаются вырабатываемые счетчиками СЧ<sub>1</sub> и СЧ<sub>2</sub> коды чисел  $n$  и  $N$ . При соответствующей программе работы МПС на дисплее (Д) отображается значение фазового сдвига  $\Delta\varphi$  для любого выбранного периода  $T$ . Сравнение таких сдвигов в разных периодах исследуемых сигналов дает возможность выявить флуктуации  $\Delta\varphi$  и оценить их статистические параметры.

В режиме оценки фазометром среднего значения фазового сдвига  $\Delta\varphi$  за заданное число  $Q$  периодов длительностью  $T$  в счетчиках СЧ<sub>1</sub> и СЧ<sub>2</sub> осуществляется накопление кодов, т. е. кодов чисел  $nQ$  и  $NQ$  соответственно, которые затем подаются в МПС.

## **6.7. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗОВОГО СДВИГА С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ЧАСТОТЫ СИГНАЛОВ**

В основе данного метода измерения фазового сдвига лежит гетеродинное преобразование частоты.

*Гетеродинное преобразование частоты* исследуемых сигналов используется для расширения диапазона частот, в котором измеряются фазовые сдвиги. Структурная схема фазометра с гетеродинным преобразованием частоты приведена на рис. 6.11.

Предположим, что через входные цепи (ВЦ<sub>1</sub> и ВЦ<sub>2</sub>) на смесители (СМ<sub>1</sub> и СМ<sub>2</sub>) гетеродинного преобразователя частоты (Г) поступают соответственно сигналы  $u_1 = U_{\max 1} \sin \omega t$  и  $u_2 = U_{\max 2} \sin(\omega t - \varphi)$ , имеющие относительно друг друга фазовый сдвиг  $\Delta\varphi = \varphi_r$  и гармоническое напряжение гетеродина  $u_r = U_{\max r} \sin(\omega t + \varphi_r)$ .

В результате на смеситель СМ<sub>1</sub> воздействуют напряжение на вход  $u_1$  и импульсы от гетеродинного преобразователя частоты  $u_r$ , т. е.  $(u_1 + u_r)$ , а на смеситель СМ<sub>2</sub> —  $(u_2 + u_r)$ . На выходе каждого из смесителей (относящихся к нелинейным или параметрическим каскадам) появляются колебания с суммарными разностными и комбинацион-



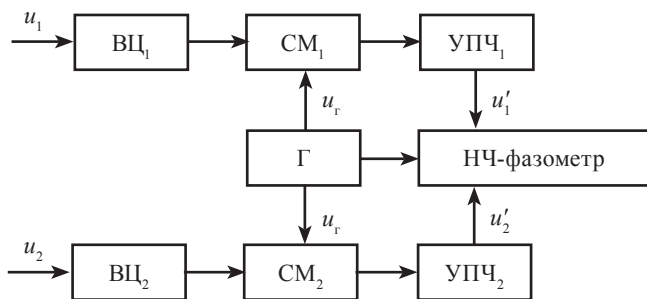


Рис. 6.11. Фазометр с гетеродинным преобразованием частоты.

ными частотами, составленными из частот анализируемых входных сигналов и напряжения гетеродина.

Колебания с разностной частотой  $\omega_{\text{пр}} = \omega - \omega_r$ , называемой *промежуточной частотой*, поступают на усилители промежуточной частоты (УПЧ<sub>1</sub> и УПЧ<sub>2</sub>) каждого канала. Если в фазометре с гетеродинным преобразованием частоты каскады ВЦ<sub>1</sub> и ВЦ<sub>2</sub>, СМ<sub>1</sub> и СМ<sub>2</sub>, УПЧ<sub>1</sub> и УПЧ<sub>2</sub> идентичны, то выходные сигналы усилителей промежуточной частоты  $u_1$  и  $u_2$  после несложных преобразований можно представить следующим образом:

$$u'_1(t) = kU_{\text{max1}} U_{\text{maxr}} \cos(\omega - \omega_r)t; \quad (6.15)$$

$$u'_2(t) = kU_{\text{max2}} U_{\text{maxr}} \cos[(\omega - \omega_r)t - \varphi]. \quad (6.16)$$

В этих формулах  $k$  представляет собой постоянный коэффициент, характеризующий эффект преобразования сигналов. Из выражений (6.15) и (6.16) следует, что фазовый сдвиг сигналов на выходах УПЧ равен фазовому сдвигу исследуемых сигналов  $u_1$  и  $u_2$ . Сигналы  $u_1$  и  $u_2$  поступают на низкочастотный фазометр (НЧ-фазометр), измеряющий фазовый сдвиг на промежуточной частоте. Чтобы проводить измерения в широком спектральном диапазоне сигналов  $u_1$  и  $u_2$ , применяют гетеродин с перестраиваемой частотой.

В настоящее время существуют фазометры с гетеродинным преобразованием частоты, работающие, например, в диапазоне от 20 Гц до 20 МГц, а также в диапазоне СВЧ от 0,1 до 15 ГГц.

**Фазометры с умножением частоты** применяются для измерения малых фазовых сдвигов. В фазометре используются два одинаковых

умножителя, на один из которых подается сигнал  $u_1$ , а на другой –  $u_2$ . Если эти сигналы имеют фазовый сдвиг  $\Delta\varphi$ , то после умножения их частоты в  $n$  раз фазовый сдвиг увеличивается и становится равным  $\Delta\varphi_1 = n\Delta\varphi$ . Такой фазовый сдвиг можно измерить с меньшей погрешностью:

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_1/n.$$

Фазометры с умножением частоты могут иметь дополнительную погрешность измерения, вызванную усилением влияния посторонних шумов. Такие шумы, поступая на оба умножителя вместе с сигналами  $u_1$  и  $u_2$ , вызывают случайные отклонения фазы каждого из этих сигналов. Чем больше коэффициент умножения  $n$ , тем больше флуктуации фаз сигналов на выходе умножителей и больше погрешность измерения. Наличие систематической погрешности измерения связано с неидентичностью фазовых характеристик обоих умножителей. Эту погрешность можно существенно снизить, если подать на каждый умножитель частоты один и тот же сигнал (например,  $u_1$ ). Показания фазометра, взятые с обратным знаком, следует использовать в качестве поправки для последующих измерений.

### Контрольные вопросы и задания

1. Какова сущность осциллографического метода измерения фазового сдвига электрических сигналов?
2. Как работает фазометр на основе микропроцессорной системы?
3. Расскажите о структурной схеме цифрового фазометра. Каков принцип ее работы?
4. Расскажите о методике измерения с помощью компенсационного метода.
5. Какова сущность осциллографического метода измерения фазового сдвига сигналов?

---

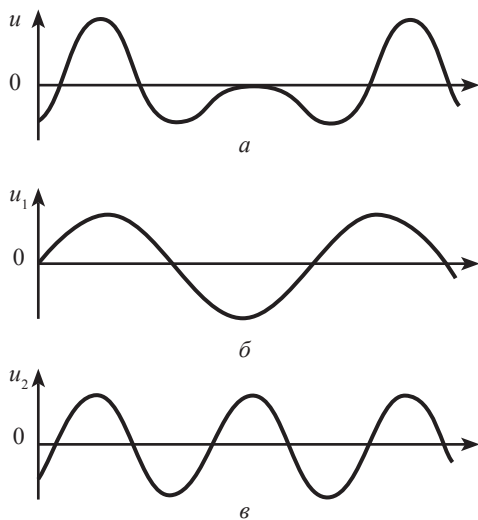
## ГЛАВА VII

### АНАЛИЗ СПЕКТРА СИГНАЛОВ. ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

#### 7.1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ

В начале XIX в. французский физик и математик Ж. Фурье доказал, что любое изменение во времени некоторой периодической функции можно представить (аппроксимировать) в виде конечной или бесконечной суммы ряда гармонических колебаний с разными амплитудами, частотами и начальными фазами. В частности, в радиоэлектронике этой функцией может быть ток или напряжение в некоторой электрической цепи.

На рис. 7.1 показан пример, доказывающий рассуждения Ж. Фурье. Периодическая достаточно сложная по форме кривая напряжения  $u(t)$  (см. рис. 7.1, *a*) представляет собой сумму двух синусоид равной ам-



*Рис. 7.1.* Пример к анализу Фурье: *a* – сложное колебание; *б*, *в* – первый и второй суммируемые сигналы.

плитуды, но разных частот и начальных фаз (см. рис. 7.1, б): основной  $u_1(t)$  (первой гармоники) и удвоенной  $u_2(t)$  по отношению к ней частоты (см. рис. 7.1, в). Для детерминированных периодических функций (сигналов) Ж. Фурье ввел разложение по различным видам рядов – тригонометрическим, комплексным и т. д. Ж. Фурье доказал, что непериодические (импульсные) сигналы также можно описать с помощью двух его преобразований – прямого и обратного.

Итак, периодический электрический сигнал любой сложной формы можно представить в виде суммы гармонических составляющих, амплитуды и частоты которых могут быть определены с помощью прямого преобразования Фурье. Этот спектр гармонических составляющих можно изобразить графически, если по оси абсцисс откладывать обозначение частот, а по оси ординат – величины амплитуд гармоник. Автоматическое представление спектра осуществляется специальными приборами – *анализаторами спектра*.

Большинство анализаторов обозначаются *C4-CN*. Основными метрологическими характеристиками анализаторов являются: разрешающая способность, время анализа и погрешности измерения частоты и амплитуды. Сущность этих понятий будет объяснена далее. Отметим лишь, что метрологические характеристики анализатора определяются его схемой.

Для спектрального анализа непериодических сигналов (функций) используется аппарат интегрального преобразования Фурье. При этом применяется известная формула прямого преобразования Фурье, характеризующая спектральную плотность непериодического (импульсного) сигнала:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{-j\omega t} dt. \quad (7.1)$$

Однако существует одно обстоятельство, общее для всех схем анализаторов, ограничивающее точность анализа спектра сигнала: теоретически прямое преобразование Фурье должно производиться во временном диапазоне от  $-\infty$  до  $\infty$ , тогда как реальный анализ проводится в течение ограниченного времени  $T_a$ . Иными словами, текущая спектральная плотность зависит от времени анализа:

$$S(\omega, T_a) = \int_0^{T_a} u(t)e^{-j\omega t} dt. \quad (7.2)$$

Отличие текущего спектра от спектра закончившегося процесса находится так: определяется, выявились ли за время наблюдения  $T_n$  все характерные особенности сигнала. Если исследуемый анализатором сигнал является периодическим с периодом следования  $T$ , то необходимо, чтобы  $T_a \gg T$ .

Практически во всех анализаторах аналогового типа выделение гармонических составляющих сигнала производится узкополосными фильтрами. Эта процедура реализуется методами *параллельного* (одновременного) или *последовательного* анализа сигнала.

## 7.2. МЕТОД ПАРАЛЛЕЛЬНОГО АНАЛИЗА

Метод параллельного анализа спектров сигналов реализуется за счет применения набора фильтров (резонансных устройств), настроенных на различные частоты (рис. 7.2).

При этом исследуемый сигнал  $u(t)$  подается одновременно на все фильтры (на рис. 7.2 –  $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_n$ ). Напряжения на выходе фильтров определяются составляющими спектра анализируемого сигнала. Далее спектральные составляющие после прохождения через детекторы ( $D_1, D_2, \dots, D_n$ ) поступают на регистрирующие устройства ( $РУ_1, РУ_2, \dots, РУ_n$ ).

Погрешность метода параллельного анализа определяется следующими факторами: конечным временем установления колебаний на выходе фильтра и зависимостью от полосы пропускания последнего, а также отличием характеристик фильтров, настроенных на разные частоты. Анализаторы такого типа применяются в основном для анализа спектров одиночных импульсных сигналов.

Для выделения спектральных составляющих сигнала в диапазоне частот  $\Delta f_n$  необходимы  $n$  фильтров с полосой пропускания каждого:

$$\Delta f_{\Phi} = \frac{\Delta f_n}{n}.$$

Полоса пропускания фильтра определяет статическую разрешающую способность анализатора (при условии  $T_a \gg \langle \rangle$ , т. е.  $T_a$  велико).

**Разрешающая способность** анализатора характеризует его способность различать гармонические составляющие спектра с близкими частотами. Чем уже полоса пропускания фильтра, тем выше разрешающая способность.

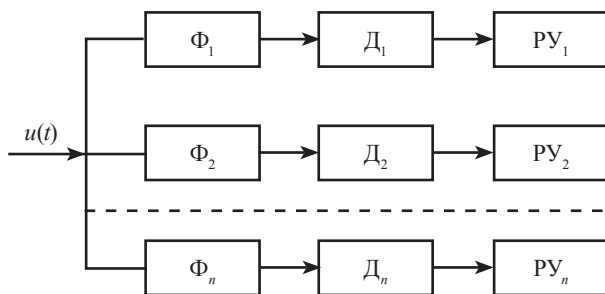


Рис. 7.2. Упрощенная структурная схема анализатора параллельного типа.

При широкой полосе пропускания несколько гармонических составляющих не будут разделяться. Если оценивать разрешающую способность полосой частот  $\Delta f_p$ , при которой возможно разделение ближайших гармонических составляющих, то при идеальной прямоугольной частотной характеристике фильтра можно полагать, что  $\Delta f = \Delta f_\phi$ . Для реальных фильтров  $\Delta f_p = 2\Delta f_\phi$ . Если время анализа сигнала мало, то говорят о *динамической разрешающей способности*.

Необходимое время анализа для правильного воспроизведения спектра можно приблизительно оценить следующим образом. Время анализа при параллельном исследовании может быть принято примерно равным  $\tau_y$ , т.е. времени установления напряжения на выходе фильтра с прямоугольной частотной характеристикой и рабочей полосой  $\Delta f_\phi$  (от уровня 0,1 до уровня 0,9 установившегося значения). Известно, что время установления  $\tau_y = \frac{0,86}{\Delta f_y}$ , следовательно,  $T_a \approx \tau_y = \frac{1}{\Delta f_\phi}$ .

Скорость параллельного анализа:

$$V = \frac{\Delta f_n}{T_a} = \frac{n\Delta f_\phi}{1/\Delta f_\phi} = n\Delta f_\phi^2.$$

Скорость анализа резко снижается при сужении полосы пропускания фильтра. К достоинствам анализаторов параллельного действия следует отнести малое время анализа и возможность регистрировать спектры одиночных импульсов. Однако из-за сложности системы фильтров такие анализаторы не получили широкого распространения.

### 7.3. МЕТОД ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО АНАЛИЗА

Для исследования периодических сигналов чаще всего применяется метод последовательного анализа спектров. На рис. 7.3 показана упрощенная структурная схема анализатора последовательного типа, а на рис. 7.4 – временные диаграммы, поясняющие принцип его действия.

Анализатор спектра электрических сигналов последовательного типа состоит из входного устройства, супергетеродинного приемника, включающего в себя смеситель, генератор качающейся (перестраиваемой) частоты (ГКЧ) (устаревшее название – свип-генератор) и узкополосный усилитель промежуточной частоты (УПЧ), калибратор (вырабатывает частотные метки), квадратичный детектор, выходной усилитель и индикаторное устройство (обычно осциллографическая трубка или цифровое табло).

Супергетеродинный приемник служит для последовательного во времени выделения анализируемых гармонических составляющих спектра исследуемого сигнала. Настройка этого приемника на разные частоты производится с помощью сигнала, поступающего с выхода генератора качающейся частоты, который, в свою очередь, запускается от генератора развёртки.

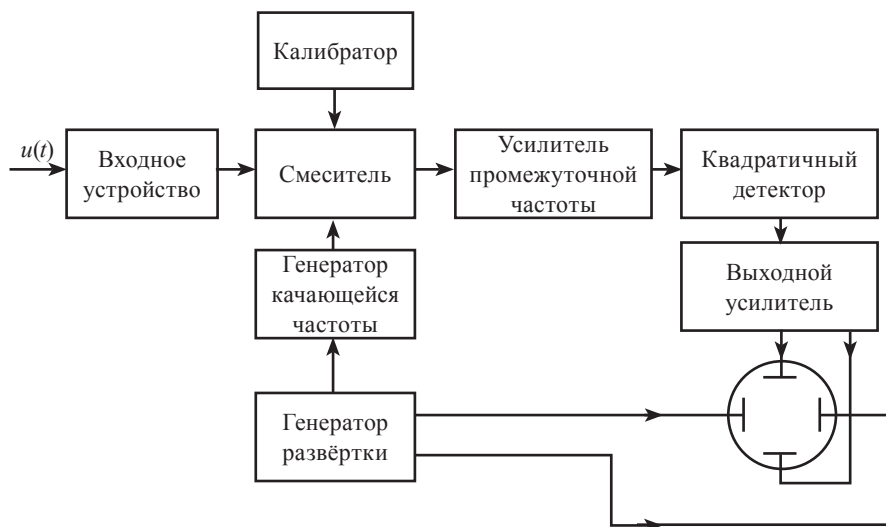


Рис. 7.3. Упрощенная структурная схема анализатора спектра последовательного типа.

Индикаторное устройство анализатора предназначено для наблюдения спектра исследуемого сигнала и, по существу, действует как электронный осциллограф. Оно включает в себя ЭЛТ с устройствами управления лучом, усилители вертикального и горизонтального отклонений и генератор напряжения развертки.

Принцип действия анализатора спектра заключается в следующем (см. рис. 7.4). Входной сигнал  $u(t)$  подается на смеситель через

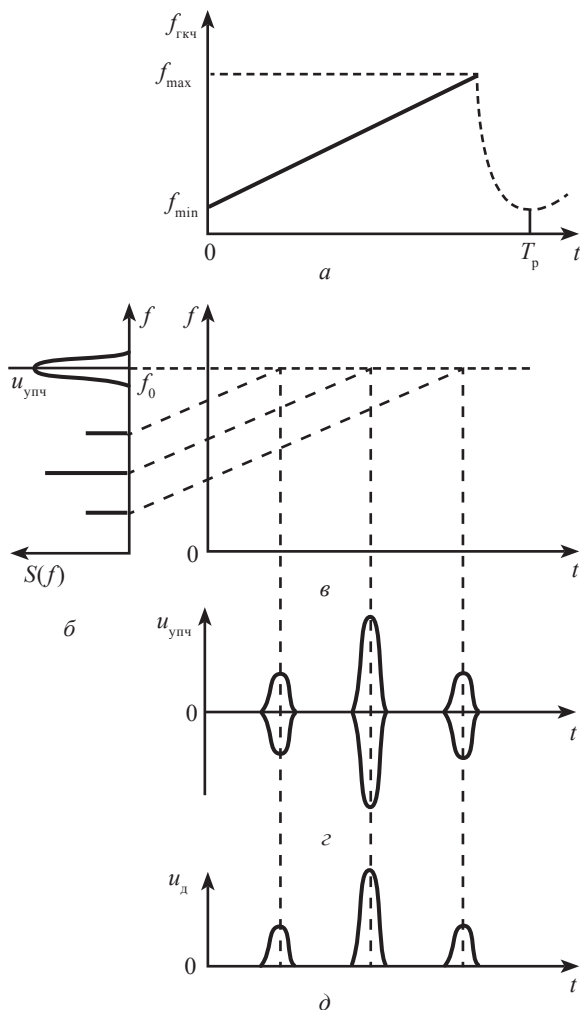


Рис. 7.4. Диаграммы напряжений анализатора спектра последовательного типа:  
 а – изменение частоты ГКЧ; б – исследуемый спектр и АЧХ УПЧ;  
 в – линейное изменение частоты во времени; г – сигнал на выходе детектора;  
 д – видеоимпульсы детектора.



входное устройство. На второй вход смесителя подается сигнал от генератора качающейся частоты.

На рис. 7.4, *а, б* показаны соответственно изменение во времени частоты ГКЧ (значения его частоты  $f_{\text{ГКЧ}}$  меняются от  $f_{\text{min}}$  до  $f_{\text{max}}$  в такт с изменением напряжения генератора развертки), форма амплитудно-частотной характеристики УПЧ  $u_{\text{упч}}$  и диаграмма спектра  $S(f)$  исследуемого сигнала (на диаграмме он представлен тремя гармоническими составляющими, отражающими однотональное амплитудно-модулированное колебание).

В результате воздействия на смеситель исследуемого сигнала и напряжения ГКЧ составляющие спектра  $S(0)$  преобразуются в диапазон промежуточных частот  $5(f_{\text{пр}})$ . Форма спектра сигнала при этом сохраняется. При линейном изменении частоты ГКЧ частоты составляющих преобразованного спектра также линейно изменяются во времени и последовательно попадают в полосу пропускания УПЧ (см. рис. 7.4, *в*). Напряжение на выходе УПЧ имеет вид радиоимпульсов (см. рис. 7.4, *з*), амплитуды которых при постоянном напряжении ГКЧ будут пропорциональны амплитудам составляющих исследуемого спектра.

С выхода УПЧ радиоимпульсы подаются на квадратичный детектор. На выходе детектора возникают видеоимпульсы  $u_{\text{д}}$  (см. рис. 7.4, *д*), которые через выходной усилитель поступают на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ. На горизонтально отклоняющие пластины ЭЛТ подается пилообразное напряжение генератора развертки. В результате на экране появляются видеоимпульсы, отображающие спектр исследуемого сигнала. Этот сигнал отображается на экране осциллографа в течение одного периода развертки  $T_{\text{р}} = T_{\text{а}}$ .

Диаграммы на рис. 7.4 построены при условии, что разность частот соседних составляющих спектра много больше полосы пропускания УПЧ, при этом возможна сравнительно малая статическая разрешающая способность (т. е. большой интервал частот  $\Delta f_{\text{р}}$ ). На практике допускается некоторое перекрытие изображений гармоник сигналов на экране (рис. 7.4, *б*). На рис. 7.5 представлены диаграммы к определению разрешающей способности анализатора спектра.

Статическая разрешающая способность анализатора спектра последовательного типа определяется по формуле (приведена без вывода):

$$\Delta f_p = \sqrt{3} \Delta f_{\text{упч}}. \quad (7.3)$$

Параметры спектра измеряют вспомогательными устройствами. Положение на оси частот отдельных спектральных составляющих и характерных участков спектра определяют частотными метками. Наиболее просто создается одна частотная метка путем подачи на вход анализатора спектра вместе с исследуемым сигналом напряжения от измерительного генератора синусоидальных колебаний. В этом случае на экране анализатора появится частотная метка – риска, соответствующая частоте сигнала генератора, изменяя частоту которого добиваются совпадения метки с определяемой точкой спектра. Затем частоту находят по шкале генератора.

Чтобы создать набор равноотстоящих друг от друга меток, в анализаторах спектра применяют специальные генераторы (например, генераторы частотно-модулированного сигнала). Известно, что спектр частотно-модулированного сигнала состоит из ряда гармонических составляющих, отстоящих друг от друга на величину частоты модуляции. Здесь имеется возможность изменения средней частоты колебаний  $f_{\text{cp}}$  и частоты модуляции. При изменении частоты модуляции меняется интервал между метками, а при изменении средней частоты колебаний все метки сдвигаются по оси частот. Напряжение от генератора частотно-модулированных колебаний вместе с исследуемым сигналом подается на вход анализатора спектра. В результате

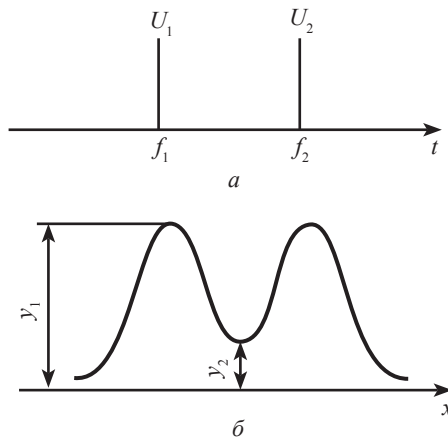


Рис. 7.5. Диаграммы к определению разрешающей способности анализатора спектра: а – спектр сигнала; б – эюры спектров на экране ЭЛТ.

на экране ЭЛТ наблюдается наложение двух спектров. Путем изменения параметров напряжения калибровки (средней частоты и частоты модуляции) производят совмещение метки с характерными точками исследуемого спектра.

*Динамическая разрешающая способность* анализатора спектра зависит от скорости изменения (перестройки) частоты ГКЧ. При увеличении скорости перестройки напряжение на выходе УПЧ не успевает изменяться с изменением напряжения на входе, так как энергия, запасенная в избирательной системе (например, в контуре), не может измениться мгновенно. Это явление имеет место в том случае, если длительность переходного процесса в УПЧ соизмерима с временем изменения частоты колебаний на входе и в пределах его полосы пропускания.

Динамические искажения изображения спектра ограничивают допустимую скорость изменения частоты ГКЧ. Отсюда время анализа определяется неравенством

$$T_a > \frac{\Delta f_{\text{ГКЧ}}}{A \Delta f_{\text{упч}}^2},$$

где  $\Delta f_{\text{ГКЧ}} = f_{\text{max}} - f_{\text{min}}$ ;

$A$  – коэффициент, определяемый схемой УПЧ и допустимыми динамическими погрешностями.

Используя формулу (7.3) для интервала частот, определяющего статическую разрешающую способность  $\Delta f_p$ , получим значение времени анализа:

$$T_a > 3 \frac{\Delta f_{\text{ГКЧ}}}{A \Delta f_p^2}.$$

В настоящее время серийные анализаторы могут обеспечивать работу в диапазоне частот от 10 Гц до 40 ГГц с полосой пропускания от 0,001 до 300 кГц и разрешающей способностью 1 кГц. Погрешность измерения уровней напряжений достигает 5%.

## 7.4. ЦИФРОВОЙ МЕТОД АНАЛИЗА

Цифровой метод анализа спектра заключается в преобразовании исследуемого сигнала в цифровой код, а затем в вычислении составляющих спектра с помощью специализированных микропроцессоров.

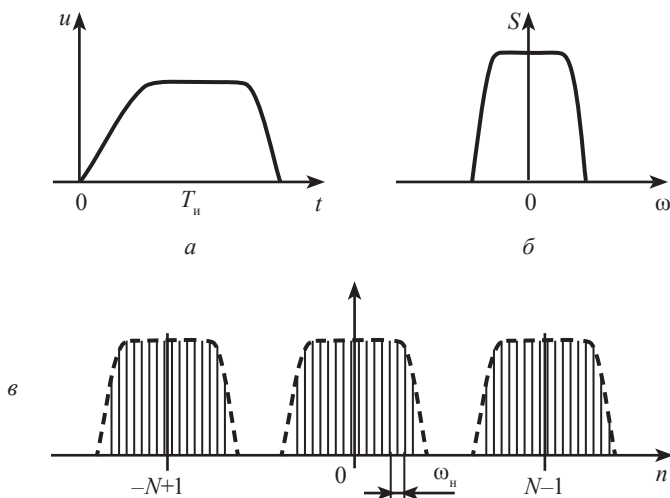


Рис. 7.6. Представление непрерывного сигнала дискретным преобразованием Фурье: *a* – сигнал; *б* – спектр сигнала; *в* – ДПФ сигнала.

В цифровых анализаторах спектра по совокупности дискретных отсчетов (выборок) аналогового сигнала производится вычисление составляющих спектра путем замены интеграла формулы (7.1) на конечную сумму из некоторого числа выборок. Такие вычисления осуществляются с помощью дискретного и быстрого преобразований Фурье.

**Алгоритм дискретного преобразования Фурье.** Если сигнал  $u(t)$  со спектральной плотностью  $S(\omega)$  (рис. 7.6, *a* и *б*), являющийся непрерывной функцией времени в некотором ограниченном интервале от 0 до  $T_n$ , преобразуется в дискретную форму в соответствии с **теоремой Котельникова** в виде  $N$  отсчетов  $\{u(k\Delta t)\} = \{u_k\}$ , где  $k$  – порядковый номер отсчета с частотой дискретизации:

$$\omega_n = \frac{2\pi}{T_n} = \frac{2\pi}{N\Delta t},$$

то его можно представить в виде дискретного преобразования Фурье (ДПФ).

Спектр сигнала, полученный численными методами в виде конечных сумм дискретных решетчатых функций (ДРФ), отличается от спектра, вычисленного интегральными преобразованиями по формуле (7.2).

Спектр ДПФ непрерывного сигнала периодически размножается, т.е. повторяется по оси частот с периодом, равным частоте следования отсчетов.

Алгоритм дискретного преобразования Фурье имеет следующее математическое выражение:

$$C_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u_k e^{-j2\pi nk/N},$$

где  $C_n$  – комплексные гармонические составляющие спектра;

$N = \frac{T_u}{\Delta t}$  – необходимое число отсчетов, отвечающих требованиям теоремы Котельникова;  $n = 0, 1, 2, \dots, (\frac{N}{2} - 1)$  – номер спектральной составляющей.

Это фундаментальное для дискретных сигналов соотношение представлено на графике рис. 7.6, в. Дискретное преобразование Фурье, по существу, является алгоритмом цифрового вычисления гармонических составляющих спектра  $C_n$  по заданным дискретным отсчетам  $u_k$  аналогового сигнала  $U(t)$ , что значительно сокращает время и объем обработки информации.

**Быстрое преобразование Фурье.** Вычисления спектральной функции требуют больших затрат времени. Это обстоятельство стало препятствием для широкого распространения цифровых методов спектрального анализа. Многократно сократить число операций при вычислениях позволяет быстрое преобразование Фурье (БПФ), обеспечивающее более скоростное и эффективное цифровое вычисление коэффициентов ДПФ. В основу этого алгоритма положен принцип разбиения заданной последовательности отсчетов дискретного сигнала на ряд промежуточных последовательностей (подпоследовательностей). Это значит, что сначала число дискретов  $N$  разделяется на множители (например,  $N = 8 = 2 \cdot 2 \cdot 2$ ,  $N = 60 = 3 \cdot 4 \cdot 5$ ). Затем определяются спектры этих промежуточных последовательностей и через них находится спектр всего сигнала. В зависимости от состава, числа и порядка следования указанных множеств можно создать различные алгоритмы БПФ. В цифровой технике удобнее обрабатывать сигнальные последовательности со значениями числа отсчетов  $N$ , являющимися степенью с основанием два (4, 8, 16 и т.д.). Это позволяет многократно делить входную последовательность отсчетов исследуемого сигнала на более мелкие подпоследовательности. Пусть

требуется вычислить ДПФ входной последовательности дискретного сигнала  $\{u(k\Delta t)\} = \{u_k\}$ , имеющей четное число отсчетов (рис. 7.7, а), причем  $N=2^r$ , где  $r$  – целое число (если это условие не выполняется, то последовательность искусственно дополняют нулями до требуемого значения  $N$ ).

Представим входную последовательность в виде *двух подпоследовательностей с четными (ЧТ) и нечетными (НЧТ) номерами и половинным числом членов в каждой последовательности* (рис. 7.7, б, в):

$$U_{\text{чт}} = u_{2k}; \quad u_{\text{нч}} = u_{2k+1},$$

где  $k=0, 1, 2, \dots, N/2 - 1$  – число гармоник.

В диапазоне номеров отсчетов от 0 до  $N/2 - 1$  ДПФ входной последовательности определяется следующим соотношением:

$$C_n = C_{n \text{ чт}} + e^{-j2\pi n/N} C_{n \text{ нч}}. \quad (7.4)$$

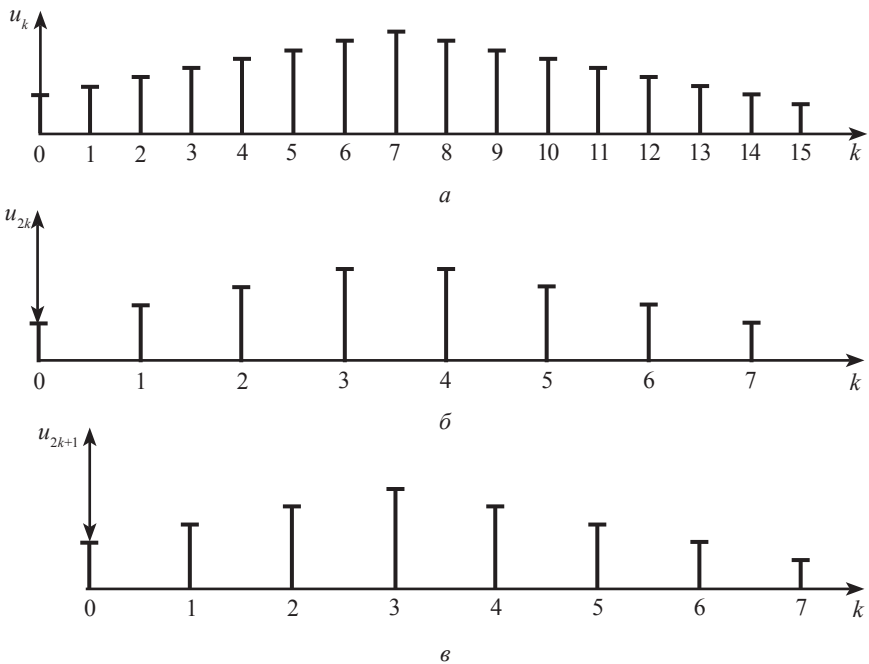


Рис. 7.7. Последовательности и подпоследовательности дискретного сигнала: а – входная последовательность; б – подпоследовательность с четными номерами; в – подпоследовательность с нечетными номерами.

Дискретное преобразование Фурье входной последовательности для отсчетов с номерами от  $N/2$  до  $N - 1$  имеет вид:

$$C_{N/2+n} = C_{n \text{ неч}} - e^{-j2\pi n/N} C_{n \text{ чет}}, \quad (7.5)$$

где  $n = 0, 1, 2, \dots, N/2 - 1$ .

Соотношения (7.4) и (7.5) представляют **алгоритмы БПФ**. Здесь экспоненциальные фазовые множители  $e^{-j2\pi n/N}$  учитывают влияние сдвига нечетной подпоследовательности дискретов относительно четной.

Если требуется еще уменьшить число вычислений, то четную и нечетную подпоследовательности также разбивают на две промежуточные части. Разбиение продолжается вплоть до получения простейших двухэлементных последовательностей. Определив ДПФ данных простейших пар отсчетов, можно вычислить ДПФ четырехэлементных, восьмиэлементных и сколько угодно подпоследовательностей. Для объединения ДПФ четной и нечетной подпоследовательностей используются выражения (7.4) и (7.5), в которых вместо  $N$  и  $n$  подставляют соответствующие значения.

Нетрудно заметить, что вычисления по формулам (7.4) и (7.5) не требуют операций умножения. В этих формулах используют только операции сложения и вычитания комплексных чисел. Операции умножения должны учитываться лишь в алгоритмах (7.4) и (7.5) для различных  $n$  при разбиениях массива отсчетов на мелкие подпоследовательности. Число этих операций при первом разбиении составляло  $N/2$ . Такое же число  $N/2$  операций следует выполнить при каждом последующем разбиении. Таким образом, вдвое увеличивается число подпоследовательностей и вдвое сокращается наибольшее число  $n$  в формулах (7.4) и (7.5).

Вычисление коэффициентов ДПФ последовательности из  $N$  отсчетов по алгоритмам БПФ требует совершения примерно  $N \log_2 N$  операций умножения. Алгоритмы БПФ сокращают число операций по сравнению с алгоритмами ДПФ в  $N^2 / (N \log_2 N) = N / \log_2 N$  раз.

В частности, при количестве отсчетов  $N = 2^{10}$  имеем  $\log_2 N = 10$  и сокращение числа операций составляет  $N / \log_2 N \approx 100$ . При очень больших массивах отсчетов входного сигнала выигрыш в скорости обработки может достигать нескольких тысяч раз.

Принцип действия цифрового анализатора спектра основан на вычислительных процедурах определения параметров и характеристик

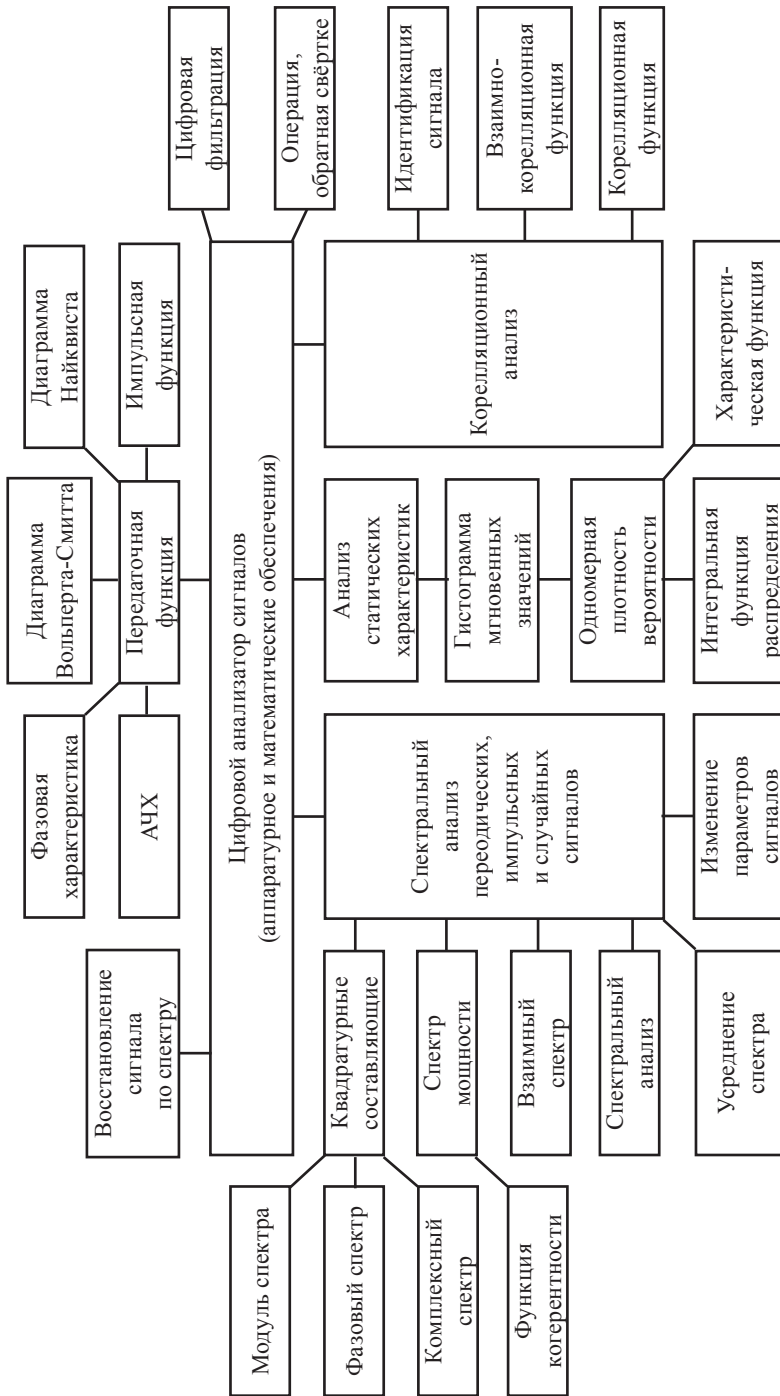


Рис. 7.8. Функциональные возможности современного цифрового анализатора спектра.



различных сигналов и процессов. В функциональные возможности цифрового анализатора заложены следующие алгоритмы (рис. 7.8):

- восстановление сигнала по его спектру, т. е. вычисление обратного преобразования Фурье;

- анализ и синтез характеристик электрических цепей: определение импульсных (реакция цепи на элементарные сигналы), передаточных и фазовых характеристик цепей с сосредоточенными (постоянными) параметрами; анализ диаграмм Вольт–Ампера–Смитта (характеристики и параметры цепей с распределенными постоянными); анализ диаграммы, т. е. критерия устойчивости Найквиста; устойчивость цепей со звеньями обратных связей;

- цифровая обработка и фильтрация сигналов и вычисление произведения спектров;

- спектральный анализ периодических, импульсных и случайных сигналов; анализ квадратурных (сдвинутых на  $90^\circ$ ) составляющих, определение модуля спектра, фазового спектра, комплексного спектра; нахождение спектра мощности случайного процесса и его функции когерентности; вычисление взаимного спектра; усреднение спектра по полосе частот; линейный анализ мультипликативных сигналов;

- измерение параметров сигналов (амплитуды, частоты, фазы, коэффициента или индекса модуляции, девиации (отклонения) частоты сигналов; определение параметров импульсных сигналов амплитуды, длительности, длительностей переднего и заднего фронтов, периода следования и т. д.);

- корреляционный анализ детерминированных и случайных сигналов; вычисление корреляционных и взаимно корреляционных функций; определение фазовых соотношений двух сигналов (идентификация сигналов);

- анализ статических характеристик случайных процессов; построение гистограмм мгновенных значений сигналов (столбчатых распределений величин); определение одномерной плотности вероятности и интегральной функции распределения случайных процессов, характеристической функции.

Структурная схема современного цифрового анализатора спектра приведена на рис. 7.9. Исследуемые аналоговые сигналы по одному (А) или двум (А, Б) каналам подаются на соответствующие усилители с переменным коэффициентом усиления, которые приводят различ-

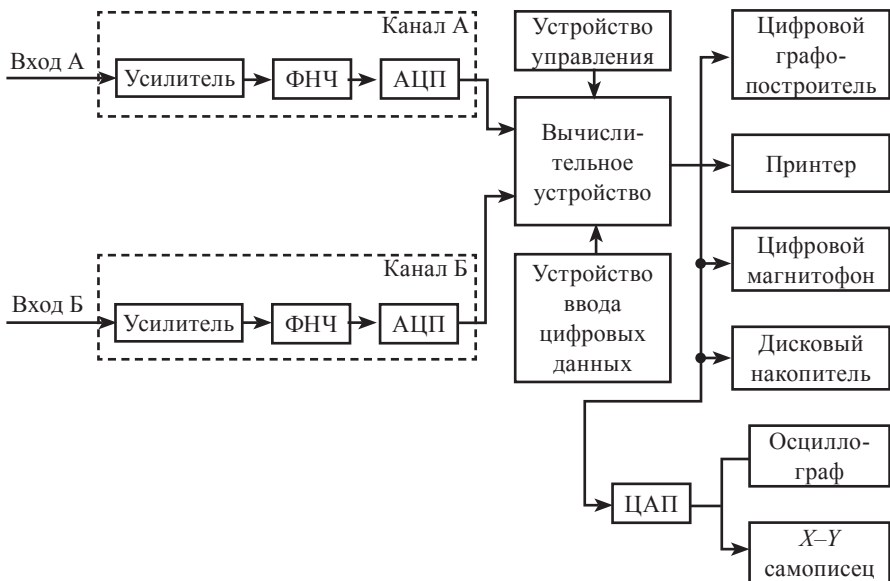


Рис. 7.9. Структурная схема современного цифрового анализатора спектра.

ные уровни входных сигналов (от 0,01 до 10 В) к стандартному значению, необходимому для нормальной работы последующих трактов. Затем сигналы поступают на фильтр нижних частот (ФНЧ), в котором выделяется полоса частот, подлежащая анализу. По команде исследователя фильтр может быть выключен.

С выхода фильтров сигналы поступают на аналого-цифровой преобразователь (АЦП), где они преобразуются в параллельный десятиразрядный двоичный код. Возможна работа как одного, так и обоих каналов. В последнем случае выборки мгновенных значений сигнала проходят одновременно по обоим каналам, что позволяет в цифровом коде сохранить информацию о фазовых соотношениях сигналов, необходимую для измерения взаимных характеристик.

Частота выборки определяется кварцевым генератором и может изменяться исследователем в пределах от 0,2 до 100 кГц. Эта частота определяет отсчетный масштаб прибора во временной и частотной областях.

Тракт сигнала от входа усилителей до выхода АЦП имеет калиброванные значения коэффициента передачи во всем диапазоне частот и уровней напряжений. Информация о значении коэффициента передачи и частота выборки вводятся в цифровое вычислительное

устройство (микропроцессор) и учитываются при формировании конечного результата.

Микропроцессор работает в соответствии с заложенной в него программой. Программа состоит из ряда подпрограмм, организующих ту или иную вычислительную операцию (вычисление спектра корреляционной функции, построение гистограммы и т. д.). Вызов необходимой подпрограммы осуществляется с устройства управления. Результаты вычислений выводятся на индикаторное или регистрирующее устройство, в качестве которого могут быть использованы цифровой графопостроитель, принтер, цифровой магнитофон, дисковый накопитель, осциллограф или самописец. Отметим, что осциллограф и самописец должны подключаться через цифровой аналоговый преобразователь. Все результаты сопровождаются масштабным коэффициентом для их перевода в физические единицы.

При анализе сигналов, представленных в цифровом виде, данные вводятся непосредственно в цифровое вычислительное устройство с помощью устройства ввода числовых данных с наборного табло пульта управления в десятичном коде. Такие цифровые анализаторы спектра имеют следующие режимы работы:

- спектральный, статистический и корреляционный анализ;
- измерение амплитудного и фазового спектров;
- измерение передаточных функций электрических звеньев;
- измерение свертки двух сигналов;
- измерение спектра мощности, взаимного спектра;
- измерение корреляционных функций;
- измерение гистограмм амплитуд.

## **7.5. АНАЛИЗАТОРЫ СПЕКТРА НА ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРАХ**

Цифровой фильтр имеет стабильную частотную характеристику, не нуждается в подстройке, компенсирующей погрешности из-за старения элементов, и его универсальность намного выше аналогового фильтра. При перестройке цифрового фильтра нет необходимости менять элементы, а достаточно его перепрограммировать. Однако главное преимущество цифровой фильтрации в измерительной технике состоит в применении высокоточных цифровых детекторов и устройств усреднения (цифровых интеграторов). Цифровой детектор измеряет практически истинное действующее значение анализируе-

мого сигнала без ограничений, связанных с его амплитудным значением.

Цифровое устройство усреднения отличается универсальностью и эффективностью, недостижимыми для аналоговых усредняющих устройств.

### **Цифровая обработка информации в анализаторах спектров.**

Одним из важнейших методов цифровой обработки информации в современной измерительной технике и, в частности, в анализаторах спектров, является цифровая фильтрация. Она заключается в преобразовании последовательности числовых отсчетов входного сигнала  $\{u(k\Delta t)\} = \{u_k\}$  в последовательность цифровых кодов  $\{y(k\Delta t)\} = \{y_k\}$  выходного сигнала.

Рассмотрим упрощенную структурную схему цифровой обработки сигналов (рис. 7.10). Непрерывный сигнал  $u_{\text{вх}}(t) = u_{\text{вх}}$  (далее в описании схемы для упрощения аргумент  $t$  опущен) поступает на вход АЦП. На входе АЦП создается цифровой код в виде двоичного числа  $\{u(k\Delta t)\} = \{u_T\} = u_T$  с фиксированным количеством разрядов и с соответствующим дискретным отсчетом входного сигнала.

Последовательность закодированных определенными цифрами отсчетов  $\{u_T\}$  поступает в цифровой фильтр (ЦФ), представляющий собой специализированный микрокомпьютер (ранее его называли «спецвычислитель»). В цифровом фильтре осуществляется цифровая обработка сигнала в соответствии с определенным алгоритмом. В результате на его выходе появляются новые цифровые коды  $\{u(k\Delta t)\} = \{u_{\text{Ц}}\} = u_{\text{Ц}}$ , соответствующие профильтрованному входному сигналу.

Обычно обрабатываемый сигнал с цифрового фильтра поступает на ЦАП, в котором цифровая форма сигнала преобразуется в аналоговую  $u_a(t) = u_a$ . Однако в измерительной технике часто используется преобразованный сигнал непосредственно в цифровой форме. В этом случае ЦАП не применяется. Если цифровой аналоговый преобразователь включен в схему обработки, то на его выходе необходимо

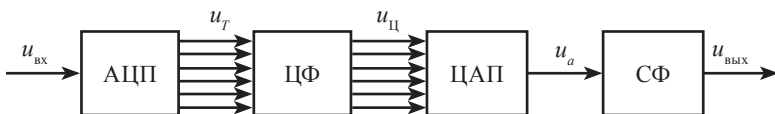


Рис. 7.10. Упрощенная структурная схема цифровой обработки сигналов.

иметь синтезирующий фильтр (СФ) низкой частоты (который, по существу, представляет собой ФНЧ). При помощи синтезирующего фильтра будет происходить *сглаживание* полученного аналогового сигнала. В результате сглаживания форма кривой выходного сигнала  $U_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вых}}$  становится плавной, а не ступенчатой.

**Структурные схемы линейных цифровых фильтров.** Существуют два больших класса цифровых фильтров:

- рекурсивные;
- нерекурсивные.

Термин «рекурсивный» связан с известным математическим приемом, который называется *рекурсией*, т. е. циклическим обращением к вычисленным данным, полученным на предыдущих этапах математических операций.

*Нерекурсивные цифровые фильтры.* В нерекурсивных или трансверсальных (от англ. *transverse* – *поперечный* – с позиции структуры их графического построения) цифровых фильтрах отклик зависит только от значений входной последовательности, и для формирования *k*-го выходного отсчета используются лишь предыдущие значения входных отсчетов. Такие фильтры обрабатывают входной дискретный сигнал  $\{u^*\}$  в соответствии со следующим алгоритмом:

$$y_k = a_0 u_k + a_1 u_{k-1} + a_2 u_{k-2} + \dots + a_m u_{k-m}, \quad (7.6)$$

где  $y_k$  – выходной сигнал;  $a_0, a_1, a_2, \dots, a_m$  – действительные постоянные (весовые) коэффициенты;  $m$  – порядок нерекурсивного фильтра, т. е. максимальное число запоминаемых чисел. С аналитической точки зрения смысл алгоритма обработки (7.6) наглядно характеризует структурная схема нерекурсивного цифрового фильтра, представленная на рис. 7.11.

Основой любого цифрового фильтра являются элементы задержки входной цифровой последовательности  $\{u_k\}$  на интервал дискретизации  $Z^{-1}$  (задержка сигнала на интервал  $\Delta t$  в общепринятых символах известного в математике  $Z$ -преобразования), а также масштабные (весовые) блоки  $a_m$ , выполняющие в цифровой форме операции умножения на соответствующие коэффициенты.

Часто, и по существу, элементы задержки называют *ячейками памяти*. Сигналы с масштабных блоков поступают в сумматор (+), на выходе которого образуется последовательность кодов выходного сигнала  $\{y^*\}$ .

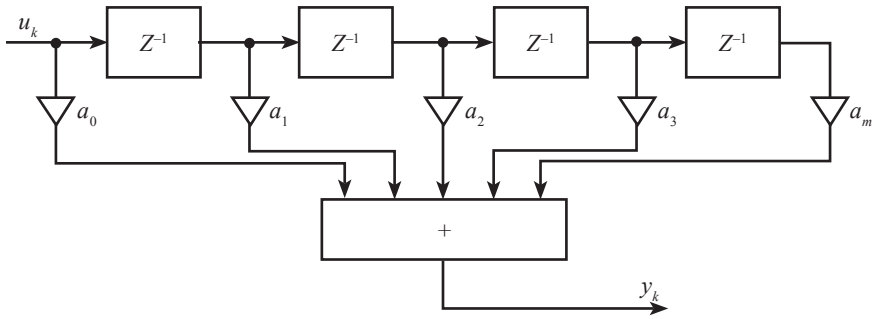


Рис. 7.11. Структурная схема нерекурсивного цифрового фильтра.

Не проводя соответствующего подробного анализа (он широко представлен в специальной литературе), отметим, что коэффициенты  $a_0, a_1, a_2, \dots, a_m$  совпадают с соответствующими отсчетами, так называемой импульсной характеристики цифрового фильтра  $h_0, h_1, h_2, \dots, h_m$ .

*Рекурсивные цифровые фильтры.* Возможности нерекурсивного цифрового фильтра существенно расширяются при введении в его схему обратных связей, которые позволяют формировать  $k$ -й выходной отсчет путем использования предыдущих значений как входного, так и выходного дискретных (выраженных в цифровой форме) сигналов:

$$y_k = a_0 u_k + a_1 u_{k-1} + a_2 u_{k-2} + \dots + a_m u_{k-m} + b_1 y_{k-1} + b_2 y_{k-2} + \dots + b_n y_{k-n}. \quad (7.7)$$

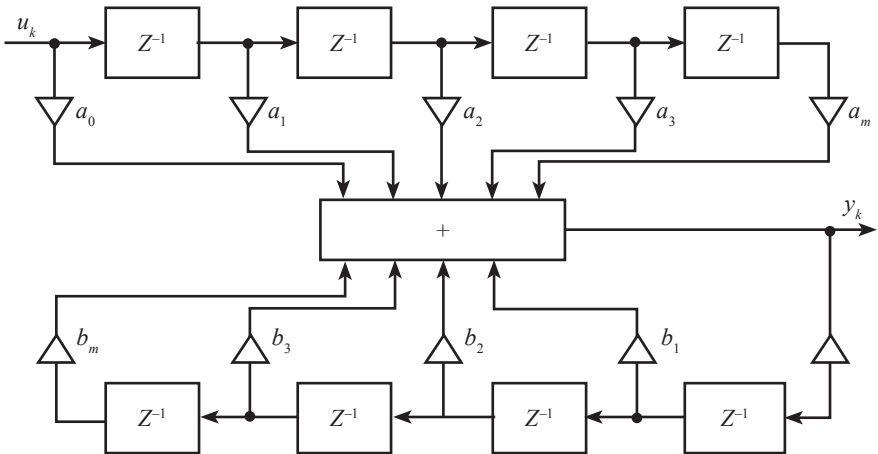


Рис. 7.12. Структурная схема цифрового рекурсивного фильтра.

В формуле (7.7) постоянные коэффициенты  $a_0, a_1, a_2, \dots, a_m$ , как и в алгоритме обработки (7.6), характеризуют нерекурсивную часть, а коэффициенты  $b_1, b_2, \dots, b_n$  – рекурсивную часть алгоритма цифровой фильтрации, причем последние не равны нулю одновременно.

Порядок такого цифрового фильтра определяется коэффициентом  $m$  нерекурсивной части алгоритма обработки. Структурная схема цифрового рекурсивного фильтра показана на рис. 7.12. На цифровых фильтрах можно создавать анализаторы спектра различных сигналов, в частности, и последовательного, и параллельного типов.

При прохождении сигнала по цепи с нелинейной амплитудной характеристикой возникают искажения сигнала, т. е. колебания теряют синусоидальную форму (искажаются) и в их спектре появляются высшие гармоники. Эти гармоники можно выявить и измерить с помощью анализаторов спектра. Для оценки искажений сигнала наибольшее распространение получил **коэффициент нелинейных искажений** (коэффициент гармоник), представляющий собой отношение действующего значения высших гармоник  $U_2, U_3, \dots, U_n$  напряжения (или тока) к действующему значению его первой гармоники  $U_1$ :

$$K_r = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}, \quad (7.8)$$

где  $K_r$  – коэффициент нелинейных искажений. Если детектор анализатора является линейным, то в формулу (7.8) вместо напряжений  $U_1, U_2, \dots, U_n$  можно подставить значения их амплитуд, измеренных на экране анализатора в единицах длины.

Существуют также и специальные приборы, измеряющие коэффициент нелинейных искажений, называемые **измерителями нелинейных искажений**. Упрощенная структурная схема аналого-цифрового измерителя нелинейных искажений приведена на рис. 7.13.

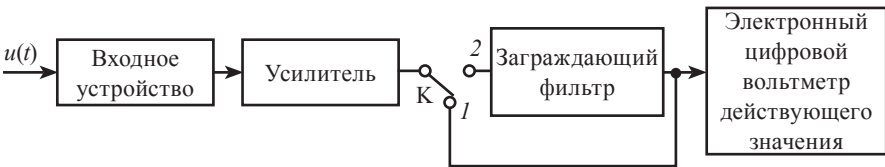


Рис. 7.13. Упрощенная структурная схема аналого-цифрового измерителя нелинейных искажений.

В основе работы таких приборов лежит метод подавления основной частоты. Входное устройство служит для согласования измерительного прибора с источником исследуемого сигнала. Перед измерением переключатель К ставят в положение 1 (калибровка – первый случай). С помощью усилителя уровень исследуемого напряжения повышают до такого фиксированного значения, при котором электронный цифровой вольтметр действующего значения будет проградуирован в величинах коэффициента нелинейных искажений. При этом измеряется действующее значение напряжения всего исследуемого сигнала:

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

Затем переключатель К прибора ставят в положение 2 (измерение – второй случай). Путем настройки заграждающего фильтра подавляется напряжение основной частоты (первой гармоники  $U_1$ ). Полное подавление гармоники фиксируется при минимальном показании прибора. В этом случае цифровой вольтметр показывает действующее (эффективное) значение суммы высших гармонических составляющих сигнала:

$$U_r = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2} .$$

Используя полученные показания во втором и первом случаях, определяют коэффициент нелинейных искажений:

$$K_{r1} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}} .$$

Практически при положении 2 переключателя К будет измеряться коэффициент  $K_{r1}$ . Тогда коэффициент  $K_r$  можно вычислить также по формуле:

$$K_r = \frac{K_{r1}}{\sqrt{1 - K_{r1}^2}} .$$

При небольших величинах нелинейных искажений сигнала ( $K_r < 0,1$ ) коэффициент  $K_r$  отличается от коэффициента  $K_{r1}$  показате-



лем, который меньше 1%. Обычно измерители нелинейных искажений применяются для измерения коэффициента  $K_r$  в пределах от 0,1 до 30% в диапазоне частот от 0,01 кГц до 10 МГц и более.

### **Контрольные вопросы и задания**

1. По каким признакам классифицируются анализаторы спектра электрических сигналов?
2. В чем заключается методика параллельного анализа спектра сигналов?
3. Расскажите о методике последовательного анализа спектра сигналов.
4. Какова сущность метода быстрого преобразования Фурье?
5. Какие элементы входят в состав цифрового анализатора спектра сигналов?
6. Каков принцип работы рекурсивного цифрового фильтра?
7. Как определяется коэффициент нелинейных искажений?
8. Что входит в состав аналого-цифрового измерителя нелинейных искажений?

---

## ГЛАВА VIII ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ДИОДОВ, ТРАНЗИСТОРОВ И ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

### 8.1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ

Любое современное радиоэлектронное устройство строится на базе полупроводниковых элементов: диодов, транзисторов и интегральных схем. Характеристики всех этих элементов даются в виде паспортных данных. Однако реальные характеристики в большинстве случаев не совпадают с паспортными данными. Поэтому в тех случаях, когда разработчик не располагает справочными данными или желает получить более точные сведения об имеющихся в его распоряжении полупроводниковых элементах, необходимо провести измерения своими силами и определить наиболее важные их параметры. К таким параметрам у полупроводниковых диодов и транзисторов относятся прямое и обратное сопротивления по постоянному току, прямые и обратные токи и емкости  $p-n$ -переходов, импульсные параметры (прямое импульсное напряжение, время установления и восстановления падения напряжения на  $p-n$ -переходе), а также статические параметры транзисторов.

Для интегральных схем параметрами являются быстродействие, потребляемая мощность, помехоустойчивость и нагрузочная способность.

### 8.2. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

**Проверка исправности диодов при помощи омметра.** Она может быть произведена при помощи обычного пробника или омметра. Зная полярность омметра, легко определить полярность диода, так как в случае, когда омметр показывает минимальное сопротивление,

полярности диода и омметра совпадают. Показания омметра (в омах) при изменении полярности диода будут соответствовать прямому  $R_{пр}$  и обратному  $R_{обр}$  сопротивлениям по постоянному току. Для исправного диода имеет место  $R_{обр} \gg R_{пр}$ .

При проверке исправности диодов желательно использовать омметр с низковольтной батареей  $E=1,5...2$  В, чтобы не превысить напряжения пробоя. Для силовых и точечных диодов это условие не обязательно, так как  $U_{обр} > 10$  В, для стабилитронов  $U_{обр} > 8$  В. Однако для СВЧ-диодов  $U_{обр} < 1$  В и проверка их исправности при  $E > 1,5$  В может дать слишком малые значения для  $U_{обр}$  или при длительном измерении привести к их пробоям. Поэтому для СВЧ-диодов указанный способ проверки не может быть рекомендован. Это условие также относится и к туннельным диодам, для которых  $U_{обр} = 0$ . Следовательно, показания омметра для прямого и обратного направлений будут практически неразличимы.

#### **Проверка неисправности транзисторов при помощи омметра.**

Она также может быть произведена при помощи обычного омметра, в котором используется батарея с напряжением, не превышающим 10 В. При проверке транзистора при помощи омметра необходимо подключить один из его зажимов к базе триода, а другой – поочередно к эмиттеру и коллектору. Если к базе триода подключен положительный зажим омметра, то для исправного триода типа  $p-n-p$  оба измерения должны дать значения сопротивлений, лежащие в интервале от 0,1 до 5 МОм. Обычно обратное сопротивление эмиттерного перехода бывает больше, чем у коллекторного.

Если одно из сопротивлений будет много меньше нижней границы данного диапазона, то это свидетельствует о неисправности триода (например, пробит один из переходов).

При перемене полярности (отрицательный зажим омметра подключен к базе триода) оба указанные измерения должны дать величины сопротивлений порядка нескольких единиц или десятков Ом. Если окажется, что сопротивление одного из переходов много больше нужной величины, то триод следует считать неисправным (например, нарушен контакт между полупроводником и металлическим электродом).

Кроме перечисленных измерений, следует проверить сопротивление между эмиттером и коллектором. Если к эмиттеру подключить положительный зажим омметра, то сопротивление между указан-

ными электродами у исправного плоскостного  $p-n-p$ -триода должно лежать в пределах от 10 кОм до 1 МОм. При перемене полярности сопротивление между эмиттером и коллектором, как правило, бывает в несколько раз больше. Если измеренные значения сопротивлений оказываются лежащими далеко за указанными пределами, то триод следует считать неисправным. Малое сопротивление обычно характеризует замыкание переходов, большое – нарушение контактов.

С помощью изложенных ранее измерений можно определить, какой из выводов соответствует коллектору или эмиттеру, при неизвестной цоколевке триода (расположение базового электрода обычно бывает известно). К эмиттеру относится тот электрод, к которому приложен положительный зажим омметра, когда омметр показывает наименьшее сопротивление.

### 8.3. ИЗМЕРЕНИЕ ПРЯМЫХ ТОКОВ ЧЕРЕЗ $p-n$ -ПЕРЕХОДЫ ДИОДОВ И ТРАНЗИСТОРОВ

Измерение прямого падения напряжения на диоде производится по схеме рис. 8.1, *а*. Через испытуемый диод задается прямой ток  $I_{пр}$ . Генератор тока (ГТ) имеет достаточно большое внутреннее сопротивление, что обеспечивает постоянство режима измерения при смене диодов. Разделение токовых и измерительных ветвей цепи позволяет уменьшить погрешность измерения за счет сопротивления подводящих проводников (это особенно важно для мощных диодов). Прямое падение напряжения измеряется вольтметром постоянного тока класса точности 1,0. В специальных случаях применяется более точное измерение с помощью цифрового вольтметра. Важным элементом схемы является защита (З) вольтметра от перегрузки при выключении диодов. Для этого с помощью выключателя или электромехани-

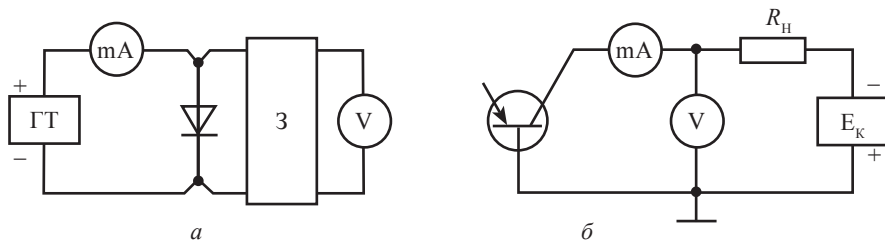


Рис. 8.1. Схемы для измерения напряжения и тока на  $p-n$ -переходе диодов и транзисторов: *а* – измерение прямого падения напряжения; *б* – измерение обратного тока.

ческого реле вольтметр подключается к диоду только после появления прямого тока в цепи.

Требуемое внутреннее сопротивление генератора тока можно определить по следующей формуле:

$$R_{г.г} \geq \frac{\Delta U_{пр}}{\Delta I_{пр}} + r_d,$$

где  $\Delta U_{пр}$  – максимально допустимое отклонение прямого падения напряжения от номинального значения;

$\Delta I_{пр}$  – минимально допустимое отклонение прямого тока от номинального значения;

$r_d$  – дифференциальное сопротивление диода в рабочей точке.

Например, при измерении прямого падения напряжения на диоде Д220 примем  $\Delta I_{пр} = 0,5$  мА,  $\Delta U_{пр} = 0,5$  В,  $r_d = 3$  Ом. Требуемое значение сопротивления составит 1 кОм. Погрешность измерения прямого падения напряжения обычно не превышает 3%.

#### 8.4. ИЗМЕРЕНИЕ ОБРАТНЫХ ТОКОВ *p-n*-ПЕРЕХОДОВ ДИОДОВ И ТРАНЗИСТОРОВ

Трудности, возникающие при измерении обратных токов *p-n*-переходов, связаны с их малыми значениями. Исключение составляют мощные диоды и транзисторы, обладающие обратными токами в пределах от нескольких десятков микроампер до нескольких десятков миллиампер. Для контроля таких приборов применяется схема, изображенная на рис. 8.1, б. В лабораторных условиях при использовании чувствительных гальванометров эту схему можно применять для измерения обратных токов вплоть до долей микроампера.

Для измерения малых токов чаще всего применяется метод преобразования постоянного тока в переменный с последующим усилением с помощью усилителя переменного тока. Простейшая схема с преобразователем на электромеханическом реле приведена на рис. 8.2. В качестве примера показано измерение обратного тока коллекторного перехода транзистора.

На рис. 8.2 на коллектор подается постоянное обратное напряжение; последовательно с базовым выводом включен токосъемный резистор  $R$ . Напряжение с токосъемного резистора, пропорциональное измеряемому току, подается на вход электронного усилителя (У). То-

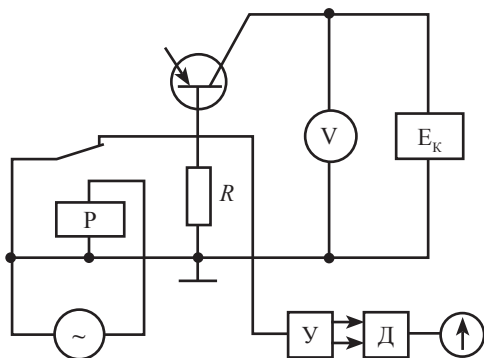


Рис. 8.2. Схема преобразования постоянного тока в переменный для измерения обратного тока  $p-n$ -перехода.

косъемный резистор периодически замыкается контактами реле (Р). В простейшем случае реле управляется напряжением с частотой 50 Гц. На входе усилителя получается переменный сигнал, амплитуда которого будет пропорциональна измеряемому току.

В начале измерительную аппаратуру калибруют. Для этого через токосъемный резистор пропускают калиброванный ток. При этом чувствительность усилителя регулируется так, чтобы показания соответствовали калиброванному току. Чувствительность измерителя обратных токов увеличивается с увеличением  $R$  и ограничена сверху условием:

$$R \leq \frac{E_{\text{кmin}}}{100I_{\text{к0max}}},$$

где  $E_{\text{кmin}}$  – минимальное напряжение коллектора,

$I_{\text{к0max}}$  – тепловой ток коллектора.

Измеритель, в котором используется описанный метод, имеет наивысшую чувствительность  $10^{-7}$  А на всю шкалу.

## 8.5. ИЗМЕРЕНИЕ СТАТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРОВ

Рассмотрим метод измерения *статического коэффициента* передачи тока базы транзистора  $\beta_{\text{ст}}$ . Для этого транзистор включают по схеме с общим эмиттером и задают требуемое напряжение на коллектор. Далее увеличивают ток базы до тех пор, пока ток коллектора не

достигнет заданного значения. Затем измеряют ток базы и вычисляют  $\beta_{ст}$  по формуле

$$\beta_{ст} = \frac{I_{к} - I_{к_0}}{I_{б} + I_{к_0}},$$

где  $I_{к}$  – ток коллектора;

$I_{к_0}$  – начальное значение тока коллектора;

$I_{б}$  – ток базы.

Использование постоянного тока при таких измерениях, связанных с выделением значительной мощности, приводит к определенным трудностям. Их можно предотвратить, если измерить статические параметры транзистора при работе его в импульсном режиме.

Схема для измерения статического коэффициента  $\beta_{ст}$  мощных транзисторов в импульсном режиме показана на рис. 8.3. Напряжение на коллекторе  $U_1$  задается от источника постоянного напряжения. На рис. 7.3, *a* генератор коротких импульсов (ГИ) имеет регулируемую амплитуду. В паузе между импульсами транзистор заперт, измерение производится за время длительности импульса. Амплитуда импульсов базового тока  $I_b$  увеличивается до тех пор, пока импульсный ток коллектора  $I_{к}$  не достигнет заданного значения. Ток коллектора

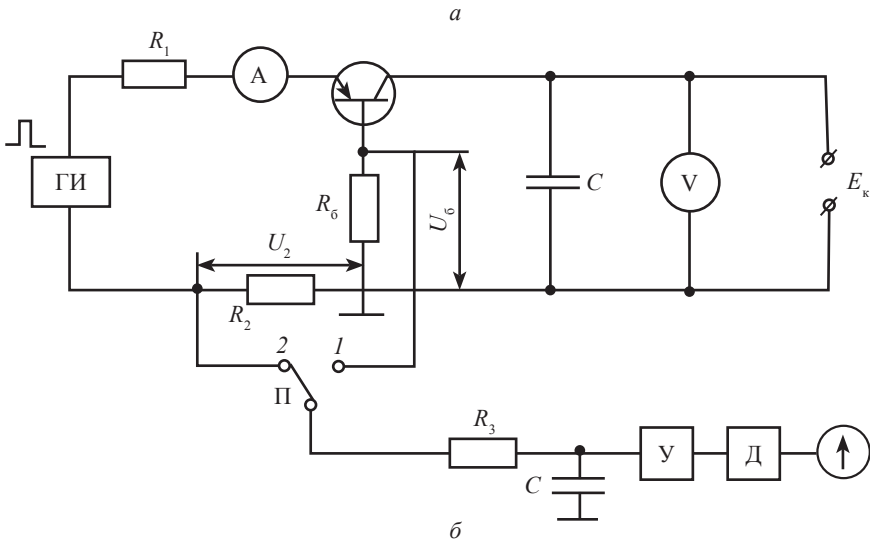


Рис. 8.3. Схемы для измерения статического коэффициента  $\beta_{ст}$  в импульсном режиме: *a* – с токосъемным резистором; *б* – без токосъемного резистора.

контролируется импульсным вольтметром (ИВ), измеряющим напряжение на токосъемном резисторе  $R_k$ . Отсчетный прибор непосредственно проградуирован в значениях тока. На рис. 8.3, а параметр  $U_2$  показывает напряжение базы в импульсе.

Для определения  $\beta_{ст}$  используется второй импульсный вольтметр, который при помощи переключателя П в положении 1 вначале подключается к токосъемному резистору  $R_6$  для проведения калибровки. Затем переключатель П ставится в положение 2 (измерение). При этом отсчетный прибор измеряет напряжение, которое будет пропорционально току базы:

$$\frac{1}{\beta_{ст}} = \frac{I_6}{I_{кб}} = \frac{U_2 R_k}{U_1 R} = kU_2,$$

где  $k$  – постоянный коэффициент.

Это выражение показывает, что выходной прибор может быть проградуирован непосредственно в значениях  $\beta_{ст}$ . Длительность импульса  $t_{и}$  должна в несколько раз превышать длительность переходного процесса включения транзистора. Это условие можно записать в виде следующего неравенства:

$$t_{и} \geq (3,5 \dots 5) \frac{\beta_{ст \max}}{2\pi f_{m \min}}.$$

Однако длительность импульса генератора коротких импульсов должна быть много меньше тепловой постоянной времени транзистора, чтобы разогрев транзистора выделяющейся мощностью не искажал результатов измерений. Обычно длительность импульса при измерениях мощных транзисторов должна удовлетворять условию:

$$1 \text{ мс} < t_{и} < 15 \text{ с}.$$

Схема для измерения статического коэффициента маломощных транзисторов показана на рис. 8.3, б. На схеме ток эмиттера задается от генератора тока.

Преимуществом схемы рис. 8.3, б является постоянство режима при смене транзистора. Кроме того, в коллекторной цепи отсутствует токосъемный резистор, что облегчает поддержание постоянного напряжения на коллекторе. Импульсный вольтметр при перемещении переключателя П в положение 2 (измерение) измеряет напряжение на



токоъемном резисторе в базовой цепи  $R_6$ . Таким образом, отклонение стрелки вольтметра будет пропорционально току базы в импульсе.

Для непосредственного измерения коэффициента передачи тока транзистора переключатель  $\Pi$  перед измерением ставят в положение  $I$  (калибровка) и регулировкой коэффициента усиления импульсного вольтметра стрелку отсчетного прибора устанавливают на полное отклонение. В результате реализуется зависимость:

$$\frac{1}{\beta_{ст} + 1} = \frac{I_6}{I_{к6}} = \frac{U_6}{U_2} \frac{R_2}{R} = kU_6, \quad (8.1)$$

где  $k$  – постоянный коэффициент;  $R_2$  – сопротивление.

На рис. 8.3, б  $E_k$  показывает напряжение в коллекторе;  $C$  – конденсатор.

Из выражения (8.1) следует, что измерительный прибор можно градуировать в значениях  $(\beta_{ст} + 1)$ . С помощью такой схемы достигается высокая точность измерения параметров транзистора (суммарная погрешность не превышает 5%).

Измерение параметров транзисторов в режиме насыщения (напряжение коллектор – эмиттер  $U_{к.нас}$  и напряжение база – эмиттер  $U_{б.нас}$ ) можно провести с помощью схемы, показанной на рис. 8.4. Здесь сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  выбирают достаточно большими, чтобы при смене транзисторов режим измерения токов  $I_6$  и  $I_k$  оставался неизменным. Величины указанных сопротивлений выбираются из следующих условий:

$$R_1 \geq 100 \frac{U_{б.нас\max}}{I_{6\min}}; R_2 \geq 100 \frac{U_{к.нас\max}}{I_{к\min}},$$

где  $U_{б.нас\max}$  – максимальное напряжение база – эмиттер;  $I_{6\min}$  – минимальное значение тока базы;  $U_{к.нас\max}$  – максимальное напряжение коллектор – эмиттер;  $I_{к\min}$  – минимальное значение тока коллектора.

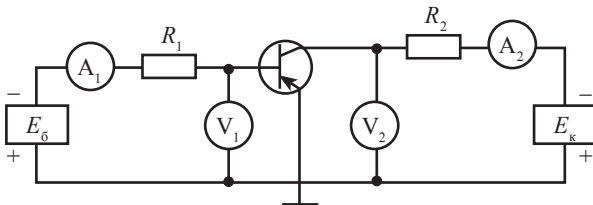


Рис. 8.4. Схема для измерения напряжений насыщения  $U_{к.нас}$  и  $U_{б.нас}$ .

## 8.6. ИЗМЕРЕНИЕ ЕМКОСТЕЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Зарядные емкости  $p$ - $n$ -переходов обычно измеряются в режиме, когда на переход подано постоянное обратное смещение. Существующие методы измерения емкостей  $p$ - $n$ -переходов базируются на предположении, что зарядная емкость не зависит от частоты вплоть до частот порядка 100 Гц.

Для измерения емкостей  $p$ - $n$ -переходов используются три метода:

- метод замещения в резонансном контуре;
- метод емкостно-омического делителя;
- мостовой метод.

**Метод замещения в резонансном контуре** осуществляется на основе схемы, представленной на рис. 8.5, *а*. На схеме:  $E$  – генератор напряжения высокой частоты;  $C_{\text{бл}}$  – блокировочный конденсатор;  $L$  – катушка индуктивности;  $U_{\text{см}}$  – напряжение смещения. Перед измерением резонансный контур настраивается в резонанс – критерием настройки служит максимум показаний высокочастотного вольтметра  $V$ . Калибровочный переменный конденсатор  $C_{\text{кал}}$  снабжен шкалой, отградуированной в единицах емкости.

Вначале фиксируют положение конденсатора, соответствующее настройке контура в отсутствие объекта измерения. Затем подключают измеряемый прибор, задают необходимый режим по постоянному

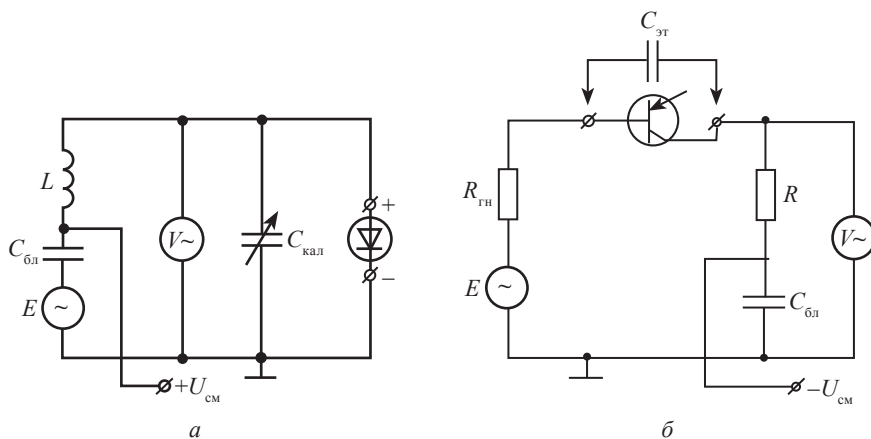


Рис. 8.5. Схемы для измерения ёмкости  $p$ - $n$ -переходов диодов и транзисторов: *а* – методом замещения в резонансном контуре; *б* – методом емкостно-омического делителя.

току, с помощью конденсатора  $C_{\text{бл}}$  добиваются резонанса в контуре и фиксируют новое значение емкости по шкале. Разность двух значений показаний шкалы и дает искомую величину емкости. Преимуществом такого метода измерений является простота процедуры измерения.

**Метод емкостно-омического делителя** показан на схеме рис. 8.5, б. Основными элементами этой схемы являются генератор напряжения высокой частоты  $E$ , чувствительный высокочастотный вольтметр  $V_{\sim}$ , подключенный к резистору  $R$ . Перед измерением измеритель калибруют с помощью эталонного конденсатора емкостью  $C_{\text{эт}}$ , подключаемого к зажимам измерителя. Элементы цепей и рабочая частота выбираются так, чтобы выполнялось условие:

$$(R_{\text{гн}} + R) \ll \frac{1}{\omega C_{\text{max}}},$$

где  $R_{\text{гн}}$  – активное внутреннее сопротивление генератора напряжения;

$\omega$  – рабочая частота;

$C_{\text{max}}$  – максимальное значение измеряемой емкости.

Измеритель имеет линейную шкалу, которая может быть отградуирована непосредственно в пикофарадах с любым удобным множительным коэффициентом.

Погрешности измерения емкости методом емкостно-омического делителя в основном определяются нелинейностью амплитудной характеристики электронного вольтметра и неточностью учета паразитной емкости корпуса измерителя. Типичная предельная погрешность составляет примерно  $\pm 10\%$ , но при необходимости ее можно снизить до  $\pm 3 \dots 5\%$ .

**Мостовыми методами** производятся измерения емкостей полупроводниковых приборов, как правило, в лабораторных условиях. Измерительные установки, основанные на мостовом методе измерения, являются наиболее универсальными, так как позволяют определить емкость при наличии значительной шунтирующей проводимости или большого последовательного сопротивления. Специальные мостовые измерительные схемы могут иметь очень высокую точность измерения емкости (их погрешность может составлять  $\pm 0,1\%$  и меньше).

## 8.7. ИЗМЕРЕНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ ПАРАМЕТРОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ

Схема для измерения максимального прямого импульсного напряжения  $U_{\text{пр.имп.мах}}$  и времени установления  $\tau_{\text{уст}}$  представлена на рис. 8.6, а. На испытуемый диод подаются импульсы прямого тока от генератора импульсного тока (ГТ). Измерение напряжения на диоде во время переходного процесса и отсчет интервалов времени производятся при помощи измерительного устройства (ИУ), в качестве которого обычно используется осциллограф. При этом наибольшую трудность вызывает обеспечение достаточно крутого фронта импульса прямого тока. Параметры  $U_{\text{пр.имп.мах}}$  и  $\tau_{\text{уст}}$  измеряются при последовательно укорачивающемся фронте импульса тока (при прочих равных условиях). Длительность фронта можно считать приемлемой в том случае, когда измеряемые параметры перестают от него зависеть.

Основным источником методической погрешности измерения  $U_{\text{пр.имп.мах}}$  является индуктивность цепи между точками а и б (см. рис. 8.6, а), включая индуктивность самого исследуемого диода. Экспериментально оценить эту составляющую погрешности измерения можно при помощи макета, представляющего собой корпус диода с коротким замыканием в том месте, где должен располагаться кристалл полупроводника.

С точки зрения снижения погрешности измерения существенным является выбор скважности импульсов прямого тока. Практически скважность импульсов выбирают в пределах от 100 до 1000. Возни-

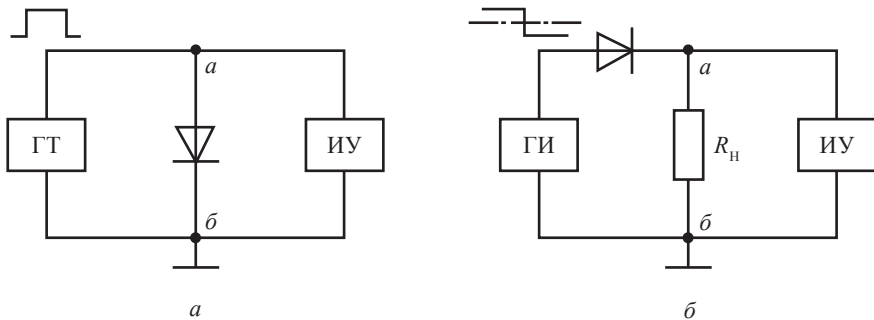


Рис. 8.6. Схемы для измерения прямого импульсного напряжения, времени восстановления напряжения (а) и времени восстановления обратного сопротивления импульсных диодов (б).

каючая при этом погрешность оценивается экспериментально путем сравнения результатов измерения для нескольких значений скважности. Суммарная погрешность измерения параметров  $U_{\text{пр.имп.мах}}$  и  $\tau_{\text{уст}}$  обычно составляет  $\pm 20\%$ .

Схема для измерения времени восстановления обратного сопротивления импульсных диодов показана на рис. 8.6, б. Генератор импульсов (ГИ) обеспечивает в паузе смещение испытуемого диода током  $I_{\text{пр}}$  в прямом направлении. В течение импульса генератор выдает запирающее напряжение установленного уровня.

Измерение интервала времени  $t_{\text{вос}}$  осуществляется измерительным устройством (ИУ). В простейшем случае таким измерительным устройством может быть осциллограф. Измерительное устройство подключается к сопротивлению нагрузки  $R_{\text{н}}$ . Напряжение на входе измерительного устройства, так же, как и ток, протекающий через диод, зависит от времени. Наибольшую трудность здесь представляет фиксация момента времени, когда переходный обратный ток падает до отсчетного уровня  $I_{\text{вос}}$ .

На рис. 8.7 изображена модификация схемы измерительного устройства, в значительной степени облегчающая проведение процедуры измерений. На испытуемый диод подается смещенный в прямом направлении импульс тока от генератора импульсов. Импульсы отрицательной полярности от генератора импульсов обеспечивают быстрое переключение диода с прямого тока на обратный.

Вспомогательные диоды  $D_1$  и  $D_2$  образуют цепь постоянного тока в паузе между импульсами. В результате напряжение на сопротивле-

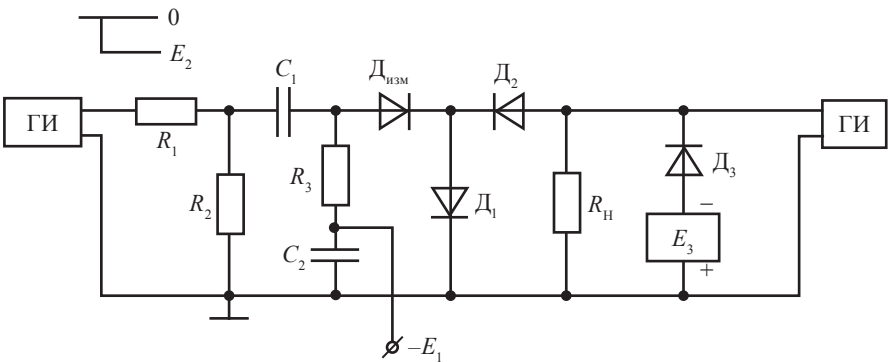


Рис. 8.7. Усовершенствованная схема для измерения времени восстановления обратного сопротивления диодов.

нии  $R_n$  в паузе равно нулю, и на осциллограмме появляется нулевой уровень отсчета величины  $I_{\text{вос}} R_n$ .

Вспомогательная цепь из диода  $D_3$  и источника постоянного напряжения  $E_3$  служит для устранения выброса напряжения в первый момент после переключения. Источник постоянного напряжения  $E_3$  выбирают порядка  $(1,5 \dots 2) I_{\text{вос}} R_n$ .

Обязательным критерием применимости схемы рис. 8.7 является малая инерционность вспомогательных диодов  $D_1, D_2$  и  $D_3$ . Время восстановления этих диодов должно быть, по крайней мере, на порядок ниже измеряемого значения  $T_{\text{вос}}$ . При тщательном выполнении всех методических требований суммарная погрешность измерения параметра  $T_{\text{вос}}$  при использовании осциллографа составляет 15...30%.

## 8.8 ИЗМЕРЕНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРОВ

На рис. 8.8 изображена схема для измерения времени рассасывания быстродействующих транзисторов. Испытуемый транзистор насыщен постоянным базовым током. Насыщающий ток  $I_{\text{б1}}$  обеспечивается генератором тока, образованным источником  $E_0$  и резистором  $R_2$ . Генератор импульсов тока (ГИ) вырабатывает импульсы напряжения

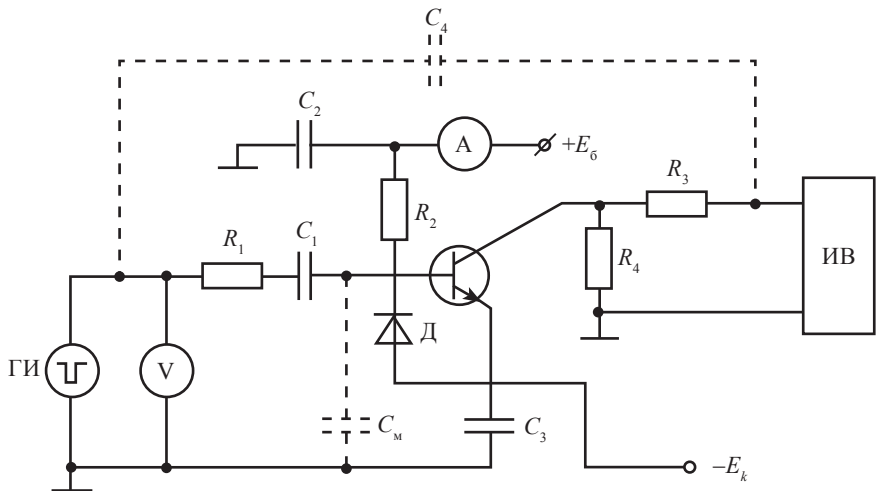


Рис. 8.8. Схема для измерения времени рассасывания быстродействующих транзисторов.

прямоугольной формы длительностью  $t_{\text{и}}$ . Амплитуда импульсного напряжения должна быть, по крайней мере, в 10 раз больше максимально возможного значения  $U_{\text{б нас}}$  транзистора. В этих условиях рассасывающий ток определяется из соотношения:

$$I_{\text{б2}} = \frac{U}{R_1} - I_{\text{б1}},$$

где  $U$  – амплитудное значение импульса, измеряемое вольтметром  $V$ ;  
 $R_1$  – сопротивление.

Значение тока  $I_{\text{б}}$  контролируется амперметром постоянного тока  $A$ . Для обеспечения минимальной погрешности измерения, как правило, берут  $I_{\text{б1}} = I_{\text{б2}}$ . Вспомогательный диод  $D$  предназначен для защиты от пробоя эмиттерного перехода транзистора после окончания процесса рассасывания. В течение всего измеряемого отрезка времени вспомогательный диод заперт. Поэтому нет особых требований к его времени восстановления. Однако диод несколько искажает форму импульса тока базы из-за зарядной емкости, шунтирующей входные зажимы транзистора.

Для быстродействующих транзисторов вспомогательный диод можно не ставить. В тех случаях, когда вспомогательный диод необходим, диод выбирают с минимальной емкостью при запирающем напряжении порядка 1 В. Емкость диода, как и паразитная емкость монтажа от зажима базы на «землю», снижает качество генератора импульсного тока. Величины емкостей диода и монтажа должны выбираться с учетом следующего соотношения:

$$C_{\text{д}} + C_{\text{м}} < 0,1 \frac{I_{\text{б2}} t_{\text{р}}}{U_{\text{б нас}}},$$

где  $C_{\text{д}}$  – емкость диода;

$C_{\text{м}}$  – емкость монтажа;

$t_{\text{р}}$  – время рассасывания накопленного на базе заряда.

Измеритель времени (ИВ) с входным сопротивлением  $R_{\text{вх}} = 50$  Ом подключен к коллектору транзистора через резистор  $R_3$ .

Соединение безиндуктивных резисторов  $R_3$ ,  $R_4$ , и входного сопротивления измерителя времени  $R_{\text{вх}}$  формирует сопротивление коллекторной нагрузки  $R_{\text{н}}$ , которая имеет следующий вид:

$$R_n = \frac{R_4(R_3 + R_{вх})}{R_4 + R_3 + R_{вх}}.$$

Блокировочная емкость  $C_3$  выбирается из условия:

$$C_3 \geq 100 \frac{I_k t_n}{E_k},$$

где  $I_k$  – ток коллектора в режиме насыщения;

$I_n$  – длительность импульса переключения;

$E_k$  – напряжение коллекторного источника питания.

Величины проходной емкости  $C_1$  и блокировочной емкости  $C_2$  должны выбираться с условием:

$$C \geq \frac{100t_n}{R_1}.$$

При определении  $t_p$ , когда в качестве измерителя времени применяется осциллограф, необходимо на экране фиксировать момент появления запирающего импульса. Для более точной фиксации момента появления переключающего импульса лучше пользоваться двухлучевым осциллографом. Ориентировочная суммарная погрешность измерения времени переключения транзистора рассмотренного схемного решения составляет  $\pm 10...30\%$ .

## 8.9. ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

Для логических интегральных цепей к техническим показателям относятся: быстродействие, потребляемая мощность, помехоустойчивость и нагрузочная способность.

Применение того или иного класса измерительной системы (ИС) в радиоэлектронной аппаратуре связано со специфическими требованиями. Такими требованиями для цепей транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ) являются:

- согласование входных характеристик при работе с устройствами, с которых может сниматься сигнал с амплитудой больше логической единицы, например  $U_{вх} = E_n$ ;

- контроль характеристик, гарантирующий подавление помех, возникающих при работе цепей друг на друга. Условия согласова-



ния особенно важны при работе цепей эмиттерно-связанной логики (ЭСЛ). Поэтому в состав системы параметров некоторых серий цепей ЭСЛ входит контроль не только выходных пороговых напряжений, но и контроль выходных уровней с двухсторонним ограничением, а также контроль динамических параметров с двухсторонним ограничением.

**Статическая помехоустойчивость.** Помехоустойчивость логической цепи характеризуется нормальным напряжением, на которое можно изменить уровни на входе цепи, не вызывая изменения напряжения на ее выходе за пределы граничных значений логического нуля или логической единицы. Это определение можно отнести и к совокупности логических цепей, если учесть минимальное и максимальное значения напряжений в соответствующих состояниях. Допустимое напряжение статической помехи определяется по семействам передаточных характеристик  $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ , полученных с учетом технологического разброса параметров элементов схем. При этом можно выделить помехоустойчивость по отношению к отпирающим помехам:

$$U_{\text{п}}^+ = U_{\text{вх.п max}}^0 - U_{\text{вых.п max}}^0, \quad (8.2)$$

а также по отношению к запирающим сигналам:

$$U_{\text{п}}^- = U_{\text{вых.п max}}^1 - U_{\text{вх.п max}}^1, \quad (8.3)$$

где  $U_{\text{вых.п max}}$  и  $U_{\text{вых.п min}}$  – соответственно максимальное и минимальное значения логического нуля и логической единицы на выходе цепи;

$U_{\text{вх.п max}}^0$  и  $U_{\text{вх.п min}}^1$  – максимальное и минимальное напряжения на входе, характеризующие ее открывания и закрывания.

Анализ передаточных характеристик показывает, что при отсутствии технологического разброса параметров элементов, влияния условий эксплуатации на пороговые напряжения логических цепей и зоны переключения на передаточной характеристике выполняется условие:

$$U_{\text{п}}^+ + U_{\text{п}}^- = U_{\text{л}},$$

где  $U_{\text{п}}$  – напряжение логического перепада.

Критерием оптимального выбора параметров и решением схемы логической цепи является максимальная помехоустойчивость по отношению к обоим типам помех, т. е.

$$U_{\text{п}}^{+} = U_{\text{п}}^{-} = U_{\text{п max}} = 0,5 U_{\text{л}}.$$

Для получения максимальной помехоустойчивости необходимо правильно выбирать граничные точки областей при различных формах и расположении предельных передаточных характеристик, а также параметры элементов с учетом обеспечения максимально возможной помехоустойчивости.

Анализ формул (8.2) и (8.3) показывает, что характеристика помехоустойчивости определяется входными и выходными напряжениями схемы, поэтому для гарантии помехоустойчивости необходимо устанавливать заданное напряжение на входе цепи и контролировать напряжение на ее выходе. Конкретные методики контроля выходных напряжений будут рассмотрены далее.

**Нагрузочная способность.** Нагрузочная способность  $n$  определяет допустимое количество цепей нагрузок, которые можно подключить к управляющей цепи. При этом выходной ток  $I_{\text{вых}}$  должен быть больше допустимого суммарного тока цепей нагрузок, т. е.  $\sum I_{\text{вх}} \leq I_{\text{вых}}$ . Отсюда при идентичности входных токов цепей нагрузок находим:

$$n = \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}}.$$

Обозначим напряжения  $U_{\text{вх1}}$  и  $U_{\text{вх2}}$ , соответствующие выходным напряжениям Лог«0» и Лог«1». При напряжении  $U_{\text{вх1}}$  из измерительной системы вытекает ток  $I_{\text{вх}}^0$ . При аналогичном напряжении на выходе измерительной системы в выходную цепь вытекает ток  $I_{\text{вых}}^0$ . Следовательно, нагрузочная способность цепи в открытом состоянии, соответствующем Лог«0» на выходе, определится исходя из рассмотренных характеристик по формуле:

$$n_{(\text{Лог«0»})} = \frac{I_{\text{вых}}^0}{I_{\text{вх}}^0}. \quad (8.4)$$

Аналогичным образом определяется нагрузочная способность цепи в состоянии Лог«1»:

$$n_{(\text{Лог}\langle 1 \rangle)} = \frac{I_{\text{ВЫХ}}^1}{I_{\text{ВХ}}^1}. \quad (8.5)$$

Из формул (8.4) и (8.5) видно, что для проверки фактической нагрузочной способности цепи необходимо проводить измерения входных и выходных токов при заданных значениях входных и выходных напряжений.

На выходных характеристиках пороговые точки находятся на крутых участках, т.е. при незначительных изменениях выходных напряжений токи могут измениться на значительную величину. Поэтому для повышения точности измерений задают выходные токи и измеряют выходные напряжения (аналогичным образом поступают при контроле параметров прямой ветви вольт-амперной характеристики диода).

Анализ передаточной, входной и выходной характеристик показывает, что обеспечить гарантии помехоустойчивости и нагрузочной способности измерительной системы можно путем измерения четырех контролируемых параметров при установлении режима измерения в соответствии с табл. 8.1.

**Потребляемая мощность.** Средняя мощность, потребляемая логической цепью, определяется по формуле:

$$P_{\text{ср}} = E_{\text{п}} \frac{I_{\text{п}}^0 + I_{\text{п}}^1}{2},$$

где  $I_{\text{п}}^0$  и  $I_{\text{п}}^1$  – ток потребления в состоянии Лог«0» и Лог«1» соответственно.

Для проверки потребляемой мощности необходимо контролировать параметры  $I_{\text{п}}^0$  и  $I_{\text{п}}^1$  при соответствующих напряжениях на входе цепи. В области зоны переключения (между значениями  $U_{\text{вх.п max}}^0$  и  $U_{\text{вх.п min}}^1$ ) для схемы ТТЛ наблюдается резкое увеличение потребляемого тока. Это связано с тем, что в момент переключения оказываются открытыми как выходной транзистор, так и транзистор, включенный в его коллекторную цепь. При этом через транзисторы протекает импульс сквозного тока. Это приводит к тому, что ток потребления является функцией частоты следования входных импульсов. Следовательно, при проектировании источников питания для запитки схе-

мы ТТЛ необходимо учитывать повышение потребляемой мощности при увеличении рабочей частоты устройства.

Табл. 8.1

Контролируемые параметры	Задаваемые параметры
$U_{\text{вых.п max}}^0$	$U_{\text{вх.п min}}^1; I_{\text{вых}}^0$
$U_{\text{вых.п min}}^1$	$U_{\text{вх.п max}}^0; I_{\text{вых}}^1$
$I_{\text{вх}}^1$	$U_{\text{вх}} = U_{\text{вых.п min}}^1$
$I_{\text{вх}}^0$	$U_{\text{вх}} = U_{\text{вых.п max}}^0$

В таблице 8.1:

\*  $U_{\text{вых.п max}}^0; U_{\text{вых.п min}}^1; U_{\text{вх.п max}}^0; U_{\text{вх.п min}}^1$  – входные и выходные пороговые напряжения в состоянии Лог«0» и Лог«1» соответственно;

$I_{\text{вых.п max}}^0; I_{\text{вых.п min}}^1; I_{\text{вх.п max}}^0; I_{\text{вх.п min}}^1$  – входные и выходные характеристики в состоянии Лог«0» и Лог«1» соответственно.

Контроль тока потребления на высокой частоте проводить весьма сложно. Поэтому вводится контроль дополнительного параметра тока короткого замыкания  $I_{\text{к.з}}$ , т. е. контролируется ток, протекающий в выходной цепи при замыкании ее на «землю» и при закрытом выходном транзисторе.

При выборе источников питания, обеспечивающих работу аппаратуры на цепях ТТЛ на высокой частоте, можно ориентироваться на следующее неравенство:

$$I_{\text{п}}^1 + I_{\text{к.з}} > I_{\text{п}}(f=f_{\text{max}}),$$

т. е. сумма двух измеренных токов будет всегда несколько больше тока потребления на предельной частоте.

**Быстродействие.** Быстродействие интегральной цепи определяется средним временем переключения из одного логического состояния в другое:

$$t_{\text{з.ср}} = \frac{t_{\text{з.п}}^{10} + t_{\text{з.п}}^{01}}{2}, \quad (8.6)$$

где  $t_{\text{з.п}}^{10}$  – задержка распространения сигнала из состояния Лог«1» в состояние Лог«0»;  $t_{\text{з.п}}^{01}$  – задержка распространения сигнала из состо-

яния Лог«0» в состояние Лог«1». Эти значения времени, измеряемые на уровне порога переключения (1,5 В), состоят из двух этапов переходного процесса:

$$t_{з.п}^{10} = t_3^+ + 0,5t_{\phi}^+;$$

$$t_{з.п}^{01} = t_3^- + 0,5t_{\phi}^-;$$

где  $t_3^+$  – задержка включения, которая характеризуется временем, в течение которого происходит заряд барьерных емкостей транзисторов и паразитной емкости изолирующего  $p-n$ -перехода;  $t_{\phi}^+$  время включения цепи (фронт нарастания), которое характеризуется накоплением заряда неосновных носителей в базе выходного транзистора, а также перезарядом барьерной емкости коллекторного перехода и разрядом нагрузочной емкости, подключенной к выходу микросхемы. В аппаратуре нагрузочная емкость определяется входной емкостью схем-нагрузок и емкостью печатного монтажа;  $t_3^-$  – задержка выключения, которая характеризуется временем рассасывания избыточного заряда, накопленного в области коллектора выходного транзистора;  $t_{\phi}^-$  – время выключения цепи (фронт спада), которое характеризуется рассасыванием неосновных носителей в базе, перезарядом емкости коллекторного перехода и зарядом емкости нагрузки.

В качестве параметров, гарантирующих быстродействие, контролируются  $t_{з.п}^{01}$  и  $t_{з.п}^{10}$ . Для цепи ТТЛ среднего быстродействия  $t_{з.п}^{01} \ll 22$  нс и  $t_{з.п}^{10} < 15$  нс. Среднее время переключения в соответствии с формулой (8.6) составляет  $t_{з.п} < 18,5$  нс.

**Дополнительные параметры.** Очень часто при построении блоков радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) интегральные цепи включаются от различных устройств (например, мощных ключей), которые имеют общий источник питания. В этом случае на вход может подаваться напряжение, равное напряжению питания. Для обеспечения гарантии работоспособности измерительной системы при таком режиме работы в систему измеряемых параметров вводится параметр  $I_{вх\ проб}$  (ток входного пробивного напряжения), который контролируется при  $U_{вх} = E_n$ .

В линиях передачи возможно появление помех, искажающих информационные сигналы, в результате могут происходить ложные срабатывания цепи. Анализ переходного процесса показывает, что амплитуда помехи определяется входными и выходными характери-

стиками измерительной системы и волновым сопротивлением линии связи. Для уменьшения амплитуды колебаний во входные цепи введены ограничительные («антизвонные») диоды. Это конструктивное решение привело к тому, что входная характеристика в области  $U_{\text{вх}} < 0$  изменила свой наклон. Если диод в цепи в результате какого-либо дефекта будет отсутствовать, то наклон входной характеристики не изменится. Для контроля качества диода вводится параметр  $U_{\text{д}}$  (напряжение на антизвонном диоде), который контролируется при определенном входном токе  $I_{\text{вх.д}}$ .

**Контроль статических и динамических параметров логических интегральных цепей.** Интегральные логические цепи предназначены для работы в электронной аппаратуре при самых разнообразных условиях, в том числе и в наихудших условиях, допустимых техническими условиями. Поэтому электрические параметры должны контролироваться в условиях, соответствующих наихудшим условиям работы. При этом следует отметить, что для каждого конкретного параметра и типа измерительной системы наихудшие условия могут быть различными.

Рассмотрим методы контроля параметров на примере транзисторно-транзисторной логической цепи, выполняющей функцию И-НЕ.

Схема измерения выходного напряжения логического нуля  $U_{\text{вых}}^0$  исследуемой системы (ИС) показана на рис. 8.9, а. Параметр  $U_{\text{вых}}^0$  является характеристикой помехоустойчивости и гарантируется при заданной нагрузочной способности. Следовательно, его измерение производится при одновременной подаче на все входы входного порогового напряжения Лог«1» ( $U_{\text{вх min}}^1$  задается генератором напряжения (ГН)), при протекании в выходной цепи тока  $I_{\text{вых}}$  (задается генератором тока (ГТ)) и минимальном напряжении питания, разрешенном

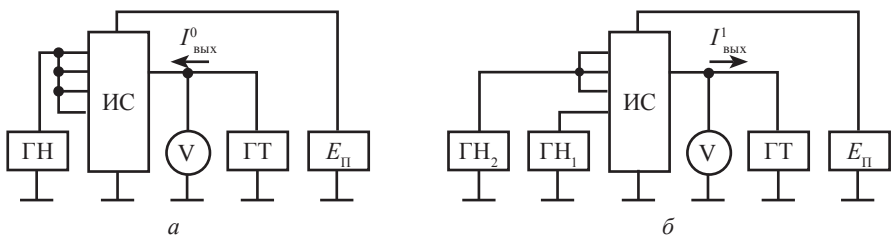


Рис. 8.9. Схемы для измерения выходного напряжения логического нуля и логической единицы: а – измерение параметра  $U_{\text{вых}}^0$ ; б – измерение параметра  $U_{\text{вых}}^1$ .

условиями эксплуатации (задается генератором напряжения  $E_{\Pi}$ ). Эти условия являются наихудшими для контролируемого параметра.

Одновременная подача на все входы напряжения Лог«1» обеспечивает контроль выполняемой функции. Действительно, если хотя бы по одному входу напряжение Лог«1» окажется недостаточным для открывания цепи, то на выходе установится напряжение, не соответствующее Лог«0» (измеренная величина не будет больше, чем  $U_{\text{вых max}}^0$ ), и изделие будет отбраковано по данному параметру.

Схема измерения выходного напряжения логической единицы  $U_{\text{вых}}^1$  приведена на рис. 8.9, б. Контроль данного параметра производится при вытекающем токе  $I_{\text{вых}}^1$ , который задается генератором тока при минимальном напряжении питания, т. е. задается генератором напряжения  $E_{\Pi}$ . Для обеспечения режима Лог«1» на выходе можно на все входы ИС подать напряжение, соответствующее Лог«0». Однако в этом случае не будет гарантироваться помехоустойчивость.

Для гарантии помехоустойчивости на один из контролируемых входов подается напряжение, соответствующее значению  $U_{\text{вх max}}^0$ , т. е. оно задается генератором  $\Gamma_{Н_1}$ . При этом на оставшиеся входы подается напряжение, соответствующее максимальному значению Лог«1», т. е. оно задается генератором  $\Gamma_{Н_2}$ . Контроль выполняемой функции обеспечивается поочередным подключением входов к генератору напряжения  $\Gamma_{Н}$ , и при этом каждый раз производится измерение выходного напряжения.

Схема для измерения входного тока логического нуля  $I_{\text{вх}}^0$  приведена на рис. 8.10, а. Контроль данного параметра производится поочередно по каждому входу. В этом случае к контролируемому входу

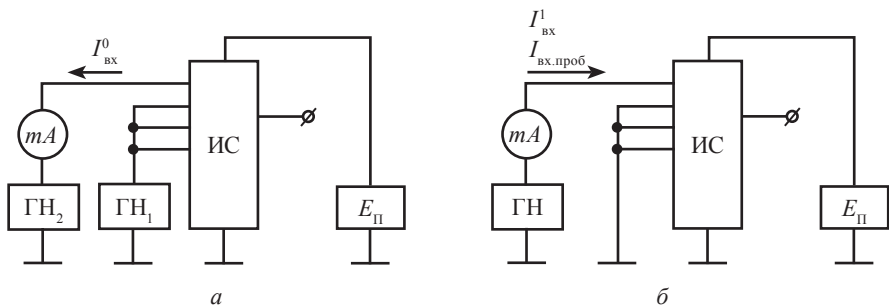


Рис. 8.10. Схемы для измерения входного тока логического нуля, логической единицы и пробивного тока на входе ИС: а – измерение параметра тока  $I_{\text{вх}}^0$ ; б – измерение параметров тока  $I_{\text{вх}}^1$  и  $I_{\text{вх.проб}}$ .

подключается генератор ГН<sub>1</sub>, напряжение которого равно  $U_{\text{вых}}^0$ , и измеряется ток, протекающий в данной цепи. При каждом измерении оставшиеся входы подключаются к генератору напряжения ГН<sub>2</sub>, на котором выставляется напряжение, соответствующее максимальному напряжению Лог«1». Наихудшие условия, при которых измеренное значение максимально, соответствуют максимальному напряжению питания, которое задается генератором напряжения  $E_n$ .

Схема измерения входного тока логической единицы  $I_{\text{вх}}^1$  и пробивного тока на входе схемы  $I_{\text{вх.проб}}$  приведена на рис. 8.10, б. Контроль данных параметров производится поочередно по каждому входу. Контролируемый вход подключается к генератору напряжения, на котором напряжение для параметра  $I_{\text{вх}}^1$  устанавливается равным  $U_{\text{вых.пmin}}$ , а для параметра  $I_{\text{вх.проб}}$  соответствует максимальному напряжению питания. Наихудший случай для указанных параметров обеспечивается заданием максимального напряжения питания.

Рассмотрим на конкретном примере, как посредством контроля параметров  $U_{\text{вых}}^0$ ;  $U_{\text{вых}}^1$ ;  $I_{\text{вых}}^0$ ;  $I_{\text{вых}}^1$  контролируются помехоустойчивость и нагрузочная способность ТТЛ схемы. Норму на параметр  $U_{\text{вых}}$  примем равной 0,4 В при токе нагрузки 16 мА, а значение входного порогового напряжения Лог«1» установим 2 В. Норма на параметр  $U_{\text{вых}}$  соответствует 2,4 В. При этом ток нагрузки задается 400 мкА, а входное пороговое напряжение Лог«0» устанавливается равным 0,8 В. Норма на параметр  $I_{\text{вх}}^1$  соответствует 40 мкА, а на параметр  $I_{\text{вх}}^0$  – 1,6 мА. Тогда будем иметь:

$$U_{\text{п}}^+ = 0,8 \text{ В} - 0,4 \text{ В} = 0,4 \text{ В};$$

$$U_{\text{п}}^- = 2,4 \text{ В} - 2,0 \text{ В} = 0,4 \text{ В};$$

$$n_{(\text{Лог«0»})} = \frac{16 \text{ мА}}{1,6 \text{ мА}} = 10;$$

$$n_{(\text{Лог«1»})} = \frac{400 \text{ мА}}{40 \text{ мА}} = 10.$$

Приведенный пример показывает, что помехоустойчивость логической цепи составляет 0,4 В, а нагрузочная способность равна 10.

Схема контроля параметра  $U_{\text{д}}$  приведена на рис. 8.11, а. Контроль данного параметра производится поочередно по каждому входу. Ге-



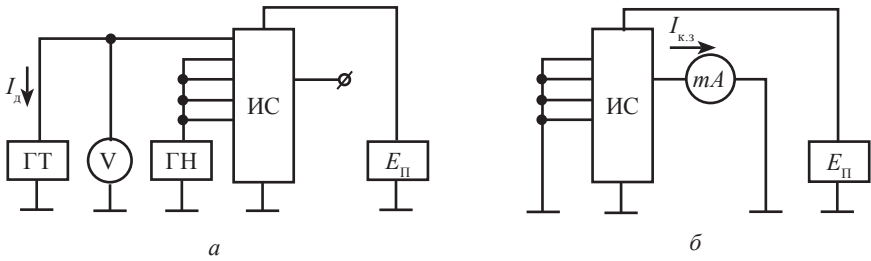


Рис. 8.11. Схемы для измерения напряжения антизвонного диода и тока короткого замыкания ИС: *а* – измерение параметра  $U_d$ ; *б* – измерение параметра  $I_{к.з.}$ .

нератором тока (ГТ) задается вытекающий ток  $I_d$  и измеряется напряжение на входе цепи. Так как этот параметр определяется при открытом состоянии антизвонного диода, то измеряемое напряжение будет отрицательным. Наихудшие условия для данного параметра соответствуют режиму, когда напряжение питания минимально (оно задается источником напряжения  $E_П$ ) и на оставшиеся входы подается напряжение, соответствующее максимальному значению  $\text{Лог}\langle 1 \rangle$ .

Схема контроля параметра  $I_{к.з.}$  приведена на рис. 8.11, б. Контроль данного параметра заключается в измерении тока, протекающего в выходной цепи при замыкании его на общую шину. При этом все входы микросхемы также подключены к общей шине. Наихудшие условия обеспечиваются заданием максимального напряжения питания.

Схемы контроля параметров  $I_{пот}^0$  и  $I_{пот}^1$  приведены на рис. 8.12. Контроль данных параметров заключается в измерении токов, протекающих в цепи питания ИС, когда она находится в состоянии  $\text{Лог}\langle 0 \rangle$

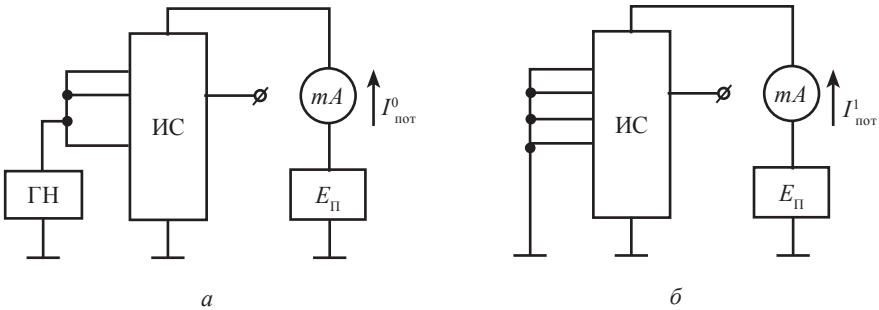


Рис. 8.12. Схемы для измерения тока потребления логического нуля и логической единицы: *а* – измерение параметра  $I_{пот}^0$ ; *б* – измерение параметра  $I_{пот}^1$ .

и Лог«1» на выходе. Состояние Лог«0» обеспечивается подключением всех входов к генератору напряжения ГН, напряжение которого устанавливается равным напряжению питания. Состояние Лог«1» обеспечивается подключением всех входов к общей шине. Наихудшие условия, при которых измеренные значения параметров максимальны, соответствуют максимальному напряжению питания (оно задается генератором напряжения  $E_n$ ).

Схема для измерения динамических параметров  $I_{з,р}^{10}$ ,  $I_{з,р}^{01}$  приведена на рис. 8.13. Контроль данных параметров заключается в измерении посредством двухлучевого осциллографа  $P$  временных интервалов.

Резистор  $R_1$  подключается непосредственно к входу цепи и предназначен для согласования генератора импульсов, линии связи и входного сопротивления цепи. Сопротивление этого резистора должно иметь то же значение, что и волновое сопротивление линии связи. В измерительную цепь введен эквивалент нагрузки, который приближает условия измерения к условиям эксплуатации микросхем. Диоды  $D_1$ , ...,  $D_4$  обеспечивают включение нагрузочного тока, протекающего от источников  $E_n$  через резистор  $R_2$ , аналогично тому, как это происходит при включении цепей нагрузок в реальных узлах аппаратуры. Емкость нагрузки  $C_n$  имитирует входные емкости измерительной системы и монтажной платы. Сопротивление резисторов  $R_1$ ,  $R_2$ , емкость нагрузки  $C_n$  и параметры диодов выбираются в зависимости от типа микросхемы и условий ее эксплуатации. Входы, на которые в данном

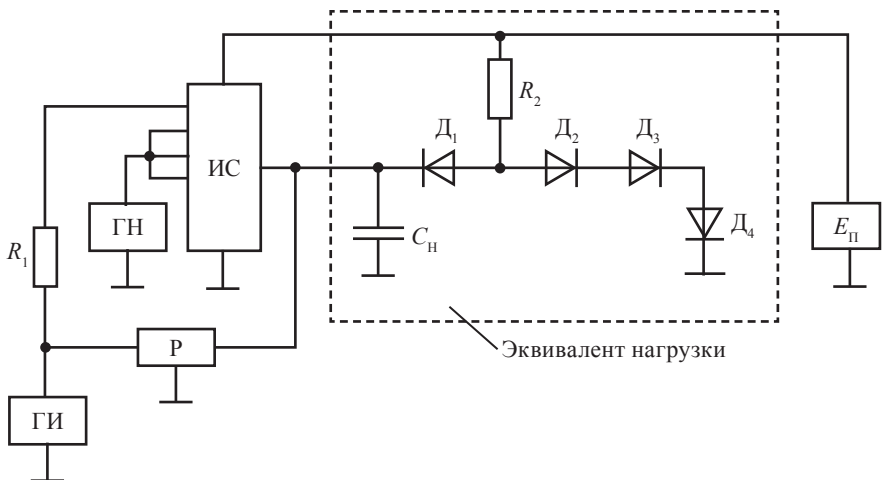


Рис. 8.13. Схема для измерения динамических параметров.

измерении не подается сигнал от генератора импульсов, подключены к генератору напряжения ГН, значение которого устанавливается равным максимальному значению  $\text{Лог}\langle 1 \rangle$ .

Для интегральных цепей ТТЛ среднего быстродействия задержки включения и выключения составляют  $t_{з.п}^{01} < 22$  нс  $t_{з.п}^{10} < 15$  нс. Среднее время переключения с учетом этих данных  $t_{з.сп} < 18,5$  нс. При этом входной импульс имеет следующие параметры: амплитуду 3 В, длительность импульса 100 нс, частоту следования импульсов 1 МГц, фронты импульса 10 нс.

**Измерительные средства.** Основной особенностью контрольно-измерительной аппаратуры, предназначенной для оценки параметров измерительных средств, является то, что она должна иметь несколько источников и измерителей напряжения и тока. Важными показателями работы такой аппаратуры служат точность задания режима и погрешности измерения параметров интегральных схем. К такой аппаратуре, например, относится контрольно-измерительный комплекс «Интеграл», который обеспечивает измерения цепей ТТЛ при массовом производстве.

Измерительный комплекс предназначен для контроля по заданной программе статических характеристик цепей с количеством выводов до 24 и напряжением питания не более 16 В. Комплекс содержит ЭВМ, позволяющую одновременно хранить в памяти до пяти измерительных программ. Он характеризуется следующими основными показателями: количеством измерительных пультов (5); максимальным количеством измерений в одной программе (до 200); количеством программируемых источников напряжения (4); источником тока (1).

В измерительном комплексе имеется устройство, обеспечивающее измерение напряжения и тока, а также сравнение с эталонными значениями. Устройство по напряжению имеет два диапазона, которые по всем характеристикам совпадают с программируемыми источниками напряжения.

Измерительный комплекс обеспечивает подключение любого из 24-х выводов к одному из программируемых источников напряжения или к измерительному устройству. Время цикла сравнения напряжения или тока с образцовым значением составляет от 3 до 50 мс в зависимости от величины измеряемого тока или выходного сопротивления источника.

Для контроля динамических параметров цепей измерительной системы применяются установка контроля динамических параметров микроузлов «Лодка-1», универсальный полуавтомат для контроля динамических параметров цифровых микроузлов «Элекон-ДЛ» и испытатель микроузлов ИИС-1Д.

Измерительная система «Лодка-1» позволяет контролировать динамические параметры логических элементов типа ТТЛ, ДТЛ, ЭСЛ, а также триггеров, счетчиков, ОЗУ, так как в ее составе имеются три автономно управляемых канала генераторов импульсов.

Измерительные системы «Элекон-ДЛ» и ИИС-1Д обеспечивают контроль динамических параметров логических цепей ТТЛ, сумматоров, ПЗУ, т. е. тех типов микроузлов, при контроле динамических параметров которых требуется не более одного канала генератора.

Наличие двух автономных измерительных систем для контроля статических и динамических параметров приводит к тому, что в технологическом процессе их производства контроль параметров занимает много времени, так как приходится производить контактирование дважды: отдельно для контроля статических и динамических параметров. Этого недостатка лишен комплекс «Элекон-СД», который позволяет контролировать в одном контактирующем устройстве статические и динамические параметры измерительной системы.

Структурная схема измерительного комплекса «Элекон-СД» приведена на рис. 8.14. Она включает в себя:

- установку контроля статических параметров «Элекон-УКС-2»;
- установку контроля динамических параметров «Элекон-УКД»;
- инженерную станцию комплекса;

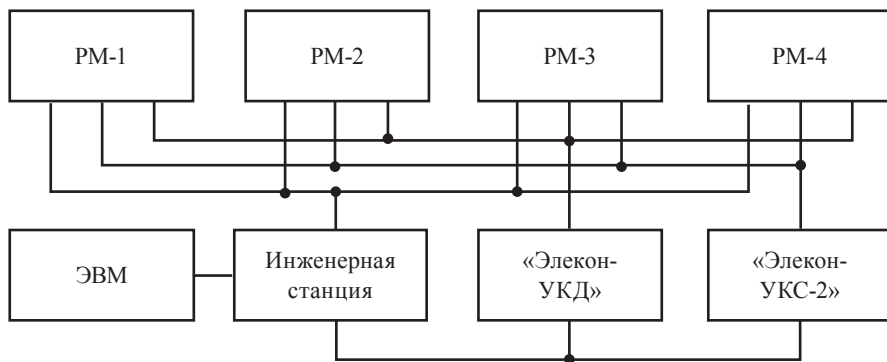


Рис. 8.14. Структурная схема измерительного комплекса «Элекон-СД».

- четыре рабочих места РМ-1, ..., РМ-4;
- вычислительную машину с устройствами ввода-вывода информации, в памяти которой хранятся программы контроля ИС и самоконтроля комплекса.

«Элекон-СД» позволяет контролировать измерительные системы с числом выводов до 96. Быстродействие комплекса при контроле статических параметров составляет 2...5 мс/тест, динамических – 5...10 мс/тест. Диапазоны задаваемых величин токов, напряжений и измеряемых временных интервалов обеспечивают возможность контроля статических и динамических параметров измерительных систем.

### Контрольные вопросы и задания

1. Какую роль выполняет генератор тока в схеме измерения прямого напряжения  $p$ - $n$ -перехода диодов?
2. Чем вызвана необходимость преобразования постоянного тока в переменный при измерении обратного тока переходов транзисторов?
3. Какие существуют методы измерения емкости  $p$ - $n$ -переходов полупроводниковых приборов?
4. Что понимается под термином «статическая помехоустойчивость»?
5. Дайте определение термину «антизвонный» диод.
6. С какой целью в схему измерения напряжения логической единицы включен генератор ГН<sub>1</sub>?
7. Чем отличается методика измерения параметра  $U_a$  от методики измерения параметра  $I_{к.з}$ ?
8. С какой целью в схему измерения динамических параметров включен эквивалент нагрузки?

---

## ГЛАВА IX

# ИЗМЕРЕНИЕ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

### 9.1. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ АМПЛИТУДНО- ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Свойства цепей и устройств в существенной степени зависят от их частотных и переходных характеристик. Для цепей с сосредоточенными элементами важную роль играют амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики.

*Амплитудно-частотной характеристикой* (АЧХ) называют кривую зависимости амплитуды напряжения на выходе цепи от частоты при постоянной амплитуде напряжения на входе. Амплитудно-частотную характеристику избирательных цепей, в частности колебательных контуров, называют *резонансными кривыми*.

*Фазочастотная характеристика* (ФЧХ) представляет собой частотную зависимость разности фаз между напряжениями на выходе и входе исследуемой цепи. Производная от ФЧХ по угловой частоте является частотной характеристикой группового времени задержки.

При экспериментальном исследовании цепей обычно определяют их АЧХ. Это объясняется следующими причинами. Амплитудно-частотная характеристика наглядно отображает свойства цепи в исследуемом диапазоне частот. Ее можно получить сравнительно простыми техническими средствами на базе стандартной измерительной аппаратуры. Кроме того, у минимально-фазовых цепей существует однозначное соответствие между частотными характеристиками, поэтому ФЧХ можно вычислить по измеренной АЧХ. Минимально-фазовыми цепями являются колебательные контуры, фильтры, усилители и другие радиосхемы, в которых отсутствуют перекрестные связи. К неминимально-фазовым цепям относятся мостовые и некоторые специальные схемы. Практически, при настройке минимально-фазовых цепей достаточно обеспечить заданную форму их АЧХ. При этом

цепь имеет вполне определенные ФЧХ и характеристику группового времени задержки.

Приборы для исследования амплитудно-частотных характеристик радиосхем и радиоустройств называются *измерителями АЧХ*. Структурная схема простейшего измерителя АЧХ приведена на рис. 9.1, а. Генератор синусоидальных колебаний перестраивают в заданном диапазоне частот. Амплитудно-частотную характеристику 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  $f_1, f_2, f_3, \dots, f_n$ . По результатам измерений строят искомую кривую (рис. 9.1, б).

Способ снятия амплитудно-частотных характеристик (см. рис. 9.1) является трудоемким. Длительность процесса измерения АЧХ приводит к появлению ошибок, обусловленных нестабильностью частоты генератора и питающих напряжений. Кроме того, могут быть пропущены резкие изменения АЧХ в промежутках между точками измерений. Недостатки этого способа особенно заметны при настройке цепей и устройств, когда после каждого изменения элементов схемы всю процедуру снятия АЧХ приходится повторять.

В настоящее время широко применяются панорамные автоматизированные измерители АЧХ, построенные на основе генератора с качающейся частотой и электронно-лучевого индикатора. Использование этих приборов существенно уменьшает время измерения параметров АЧХ и повышает качество настройки радиосхем.

По принципу действия и построению эти приборы близки к гетеродинным анализаторам спектра. Однако между измерителями АЧХ и анализаторами спектра имеются и существенные различия,

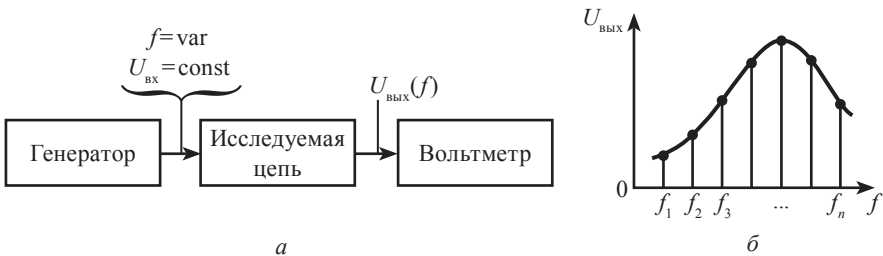


Рис. 9.1. Снятие АЧХ по точкам: а – структурная схема; б – построение АЧХ.

связанные с тем, что анализатор спектра предназначен для измерения параметров сигналов, а измеритель АЧХ служит для исследования характеристик цепей и устройств.

Упрощенная структурная схема автоматизированного измерителя АЧХ приведена на рис. 9.2. Основу прибора составляет генератор качающейся частоты (ГКЧ), который предназначен для выработки напряжения с постоянной амплитудой, модулированного по частоте. Закон изменения частоты определяется формой модулирующего напряжения, в качестве которого используют пилообразное напряжение развертки. Таким образом, на вход исследуемой цепи подается напряжение с постоянной амплитудой и периодически меняющейся частотой. Закон изменения амплитуды напряжения на выходе цепи будет повторять форму АЧХ. Если это напряжение подать на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ, то на экране появится изображение АЧХ исследуемой цепи.

Напряжение на ЭЛТ можно подавать непосредственно с выхода исследуемого четырехполюсника или после детектора и усилителя (переключатель К на схеме рис. 9.2, а находится в положениях 1 или 2). Соответствующие изображения на экране ЭЛТ приведены на рис. 9.2, б, на котором показанная «нулевая линия» прочерчивается во время обратного хода луча. На это время ГКЧ запирается.

Первый вариант применяют в тех случаях, когда на выходе цепи напряжение имеет достаточно большую амплитуду, например при исследовании усилителей. При этом устраняются ошибки, обусловленные нелинейностью характеристики детектора и неравномерно-

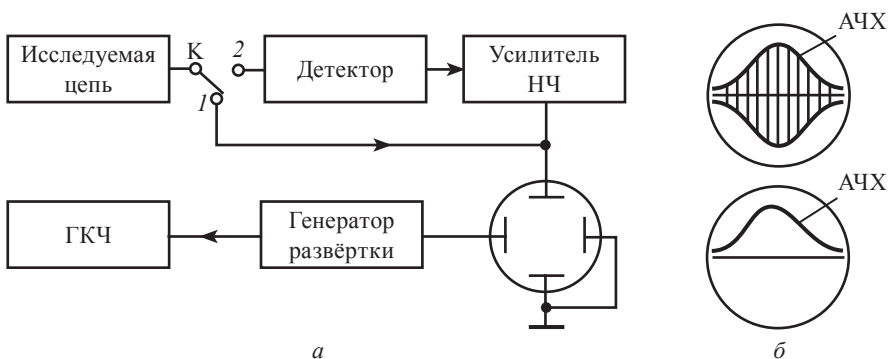


Рис. 9.2. Упрощенная структурная схема автоматизированного измерителя.



стью АЧХ низкочастотного усилителя прибора. Вторым вариантом используют при исследовании цепей и устройств с малым коэффициентом передачи.

Кроме узлов, представленных на рис. 9.2, современный измеритель АЧХ имеет ряд дополнительных устройств, повышающих точность воспроизведения исследуемых АЧХ и улучшающих эксплуатационные характеристики прибора. Обобщенная структурная схема измерителя АЧХ представлена на рис. 9.3.

АЧХ (а) и соответствующие изображения на экране ЭЛТ (б) (ключ в положении 1 и 2).

Кратко охарактеризуем работу этих устройств. Из принципа действия измерителя АЧХ следует, что отклонение луча по горизонтали должно быть пропорционально частоте, т. е. имеет место линейная зависимость между мгновенными значениями напряжения развертки и частоты ГКЧ. Отклонения от этой зависимости приводят к неравномерности частотного масштаба на экране прибора и к искажениям формы исследуемых АЧХ. Поэтому в измеритель АЧХ вводится схема линеаризации модуляционной характеристики ГКЧ.

Качание частоты обычно сопровождается изменением амплитуды напряжения ГКЧ, что также приводит к искажениям формы исследуемых АЧХ на экране. Поэтому в приборе имеется устройство

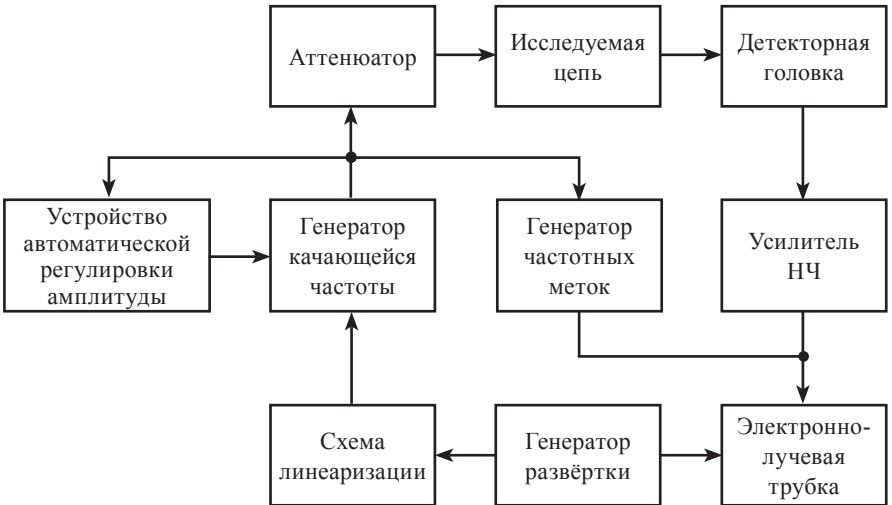


Рис. 9.3. Обобщенная структурная схема измерителя АЧХ.

автоматической регулировки амплитуды (АРА), стабилизирующее напряжение на выходе ГКЧ.

Для изменения напряжения, подаваемого на исследуемую цепь, на выходе ГКЧ включают переменный аттенуатор.

Частоты, соответствующие характерным точкам АЧХ, измеряют с помощью частотных меток. Как правило, метки формируют из нулевых биений напряжения ГКЧ с напряжением, спектр которого содержит набор постоянных калибровочных частот. Усиленное напряжение подается на вертикально отклоняющие пластины или модулятор ЭЛТ и образует частотную шкалу на экране прибора.

Измеритель АЧХ также комплектуется набором выносных и встроенных детекторных головок различного назначения.

## 9.2. ОСНОВНЫЕ УЗЛЫ И УСТРОЙСТВА ИЗМЕРИТЕЛЕЙ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Важнейшим узлом измерителя АЧХ является генератор качающейся частоты. Рабочий диапазон частот, максимальная и минимальная полоса качания частоты, точность воспроизведения исследуемых АЧХ на экране определяются схемой и параметрами ГКЧ. Генератор качающейся частоты строится на принципах, которые были рассмотрены в гл. II. Поэтому здесь ограничимся краткой характеристикой генераторов качающейся частоты, применяемых в измерителях АЧХ (рис. 9.4).

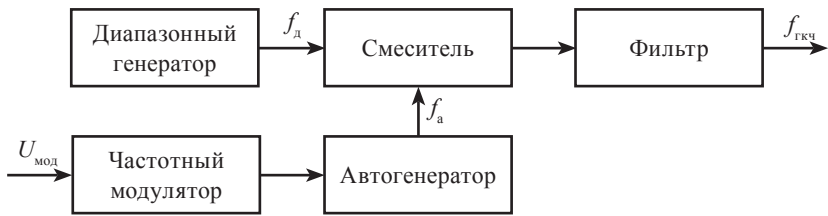
В тех случаях, когда требуются небольшой коэффициент перестройки по частоте (менее 5) и малая полоса качания частоты, применяют ГКЧ, состоящий из частотного модулятора и одноконтурного автогенератора с перестраиваемой средней частотой (см. рис. 9.4, *а*).

При исследовании широкополосных цепей возникает необходимость автоматического изменения частоты в широкой полосе. В этом случае применяют ГКЧ гетеродинного типа (см. рис. 9.4, *б*).

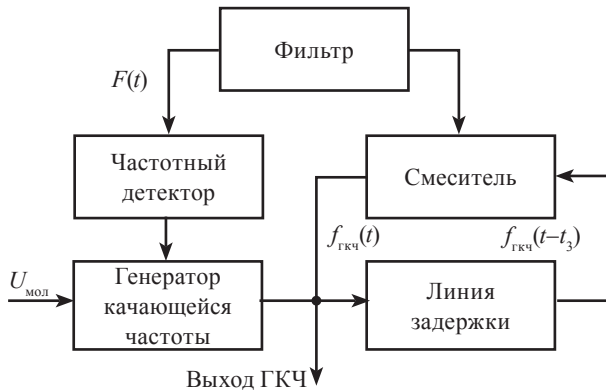
Напряжения с выходов диапазонного генератора и автогенератора, настроенные на постоянную среднюю частоту, подаются на смеситель. С помощью фильтра нижних частот на выходе смесителя выделяется колебание разностной частоты:

$$F_{\text{ГКЧ}} = f_{\text{д}} - f_{\text{а}},$$

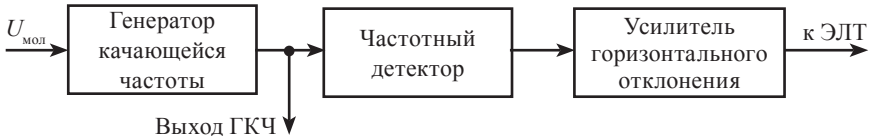
где  $f_{\text{д}}$  – частота диапазонного генератора;  $f_{\text{а}}$  – частота автогенератора.



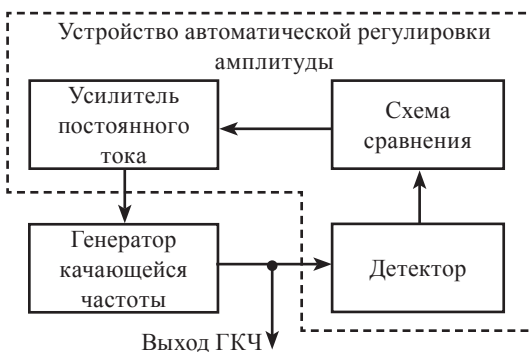
a



b



в



г

Рис. 9.4. Структурные схемы ГКЧ: а – гетеродинного типа; б – с системой автоматической регулировки частоты; в – линейаризация модуляционной характеристики с помощью частотного детектора; г – с автоматической регулировкой амплитуды.

Полоса качания частоты равна полосе, в которой изменяется частота автогенератора. Частоты обычно значительно ниже средней частоты колебаний автогенератора, поэтому можно получить коэффициент перестройки по частоте до 104 при относительной полосе качания более единицы.

Достоинством такой схемы является возможность получения большой мощности на выходе. Недостатками этой схемы являются возможность появления искажений формы выходного напряжения (вследствие попадания в полосу пропускания фильтра комбинационных колебаний высоких порядков) и сравнительно малая мощность на выходе.

Модулятор (генератор развертки) вырабатывает напряжение для управления частотой ГКЧ и горизонтальным отклонением луча. Форма модулирующего напряжения в измерителях АЧХ, в принципе, может быть любой. Необходимо лишь обеспечить постоянный частотный масштаб по оси  $x$ , т.е. линейную связь между мгновенными значениями частоты ГКЧ и величиной горизонтального отклонения луча.

Поскольку в измерителях АЧХ в качестве напряжения развертки используют модулирующее напряжение и отклонение луча по горизонтали, пропорциональное ему, то сформулированное условие можно записать следующим образом:

$$f_{\text{ГКЧ}}(t) = a + bU_{\text{мод}}(t), \quad (9.1)$$

где  $a$  и  $b$  – некоторые постоянные коэффициенты.

Соотношение (9.1) справедливо при любом законе изменения модулирующего напряжения.

Практически применяются напряжения пилообразной, треугольной и синусоидальной форм. Период модулирующего напряжения делится на время прямого и обратного хода луча. В течение прямого хода луч прочерчивает на экране исследуемую АЧХ, а обратный ход используется для фиксации линии развертки, т.е. линии, соответствующей нулевому отклонению луча по вертикали. Это достигается путем запираания ГКЧ на время обратного хода луча специальными импульсами, вырабатываемыми в модуляторе.

В измерителях АЧХ с треугольным законом качания частоты генератор качающейся частоты не запирают, и луч прочерчивает исследуемую АЧХ как при прямом, так и при обратном ходе. Это позволяет контролировать динамические погрешности измерений (см. подразд. 9.4).

Зависимость  $f_{\text{ГКЧ}}(U_{\text{мод}})$  называют *модуляционной характеристикой* ГКЧ. Как следует из формулы (9.1), эта зависимость должна быть линейной. Ее нелинейность приводит к искажению формы исследуемых АЧХ на экране прибора.

Рассмотрим **основные способы линеаризации модуляционной характеристики ГКЧ.**

1. В ряде случаев эту задачу решают путем введения в схему *измерителя диодного функционального преобразователя*. Диодный преобразователь включают между модулятором и нелинейным элементом в контуре автогенератора. С помощью этой схемы осуществляется такое изменение формы модулирующего напряжения, при котором обеспечивается нужный закон изменения частоты ГКЧ, т. е. линейность модуляционной характеристики.

Этот способ весьма удобен, так как он обладает простотой схем диодных преобразователей, возможностью аппроксимировать с их помощью практически любую функцию с высокой степенью точности.

2. При *пилообразном модулирующем напряжении* линейность модуляционной характеристики обеспечивается при изменении частоты ГКЧ по линейному закону. В этом случае целесообразно использовать систему автоматической регулировки частоты, изображенную на рис. 9.4, б.

Напряжение на смеситель подается с выхода ГКЧ и с линии задержки. Время задержки не должно зависеть от частоты. При этом колебания на выходе линии задержки по отношению к колебаниям на входе будут сдвинуты на время  $t_3$ . С помощью фильтра нижних частот на выходе смесителя выделяется колебание разностной частоты:

$$F(t) = f_{\text{ГКЧ}}(t) - f_{\text{ГКЧ}}(t - t_3).$$

Очевидно, что при линейной зависимости  $f_{\text{ГКЧ}}(t)$  разностное колебание будет иметь постоянную частоту, т. е.

$$F_0(t) = f_{\text{ГКЧ}}(t_3) - f_{\text{ГКЧ min}},$$

где  $f_{\text{ГКЧ min}}$  – значение минимальной частоты ГКЧ.

На эту частоту и настраивают частотный детектор. При отклонении закона изменения частоты ГКЧ от линейного на выходе частотного детектора появляется напряжение ошибки. Воздействуя на нелинейный элемент в схеме автогенератора, это напряжение линеаризует модуляционную характеристику ГКЧ.

3. Способ линеаризации модуляционной характеристики, основанный на применении *частотного детектора*, поясняется структурной схемой рис. 9.4, в.

Колебания автогенератора с качающейся частотой подаются на частотный детектор, настроенный на среднюю частоту автогенератора. Напряжение с выхода частотного детектора используется для горизонтального отклонения луча. Как известно, величина этого напряжения линейно зависит от частоты колебания на входе частотного детектора.

Данный способ линеаризации модуляционной характеристики целесообразно применять при постоянной средней частоте автогенератора, т. е. когда он включен в схему ГКЧ гетеродинного типа (см. рис. 9.4, а). Практически этот способ используют лишь при малой полосе качания частоты из-за трудности создания частотного детектора с линейной характеристикой в широкой полосе частот.

Амплитудно-частотная характеристика должна сниматься при постоянной амплитуде напряжения на входе исследуемого устройства, т. е. при постоянной амплитуде напряжения ГКЧ.

Нестабильность амплитуды напряжения ГКЧ в пределах полосы качания вызывает искажения формы исследуемой АЧХ на экране. Изменение этой величины при перестройке ГКЧ приводит к ошибкам при определении коэффициента передачи исследуемой цепи.

В современных измерителях АЧХ принимают специальные меры для стабилизации амплитуды напряжения ГКЧ. В схему прибора вводится устройство автоматической регулировки амплитуды (АРА), изображенное на рис. 9.4, з. Напряжение ГКЧ поступает на детектор системы АРА. Напряжение на выходе детектора, пропорциональное амплитуде напряжения ГКЧ, сравнивается с постоянным опорным напряжением  $U_{0+}$ . Усиленное разностное напряжение (сигнал ошибки) подается на ГКЧ и стабилизирует амплитуду его колебаний.

В качестве детектора АРА на низких частотах используют высокоомную детекторную головку, на высоких частотах применяют головку проходного типа (описание детекторных головок приводится далее). Усилителем системы АРА, как правило, является усилитель постоянного тока с малым дрейфом выходного напряжения.

Недостатком рассмотренного способа стабилизации амплитуды напряжения ГКЧ является то, что изменение амплитуды колебаний, как правило, приводит к дополнительной модуляции частоты, что вызывает искажения формы АЧХ на экране. Этого недостатка нет у другого способа стабилизации амплитуды напряжения ГКЧ. Между генератором качающейся частоты и исследуемым устройством включают широкополосный усилитель с электрически изменяемым коэффициентом усиления. Напряжение с выхода системы АРА регулирует коэффициент усиления, стабилизируя, таким образом, напряжение на входе исследуемого устройства.

На высоких частотах для стабилизации амплитуды напряжения ГКЧ применяют широкополосные электрически управляемые аттенуаторы.

Измерители амплитудно-частотной характеристики комплектуются выносными и встроенными детекторными головками трех типов: высокоомными, согласованными оконечного типа и согласованными проходными. Принципиальные схемы детекторных головок приведены на рис. 9.5.

**Высокоомные детекторные головки** предназначены для измерения напряжения с минимальным влиянием на исследуемую цепь. Они применяются на частотах до нескольких сотен мегагерц. Высокоомная детекторная головка должна иметь достаточно большое входное активное сопротивление, малую входную емкость и равномерную АЧХ в рабочей полосе частот.

Выравнивание частотной характеристики детекторной головки достигается путем включения последовательно с диодом небольшого активного сопротивления (на рис. 9.5, *a* эту роль выполняет резистор  $R_1$ ), ослабляющего влияние резонанса входной цепи.

**Согласованные детекторные головки оконечного типа** служат для измерения напряжения на выходе высокочастотных трактов, работающих в режиме бегущей волны. Эти головки должны иметь ма-

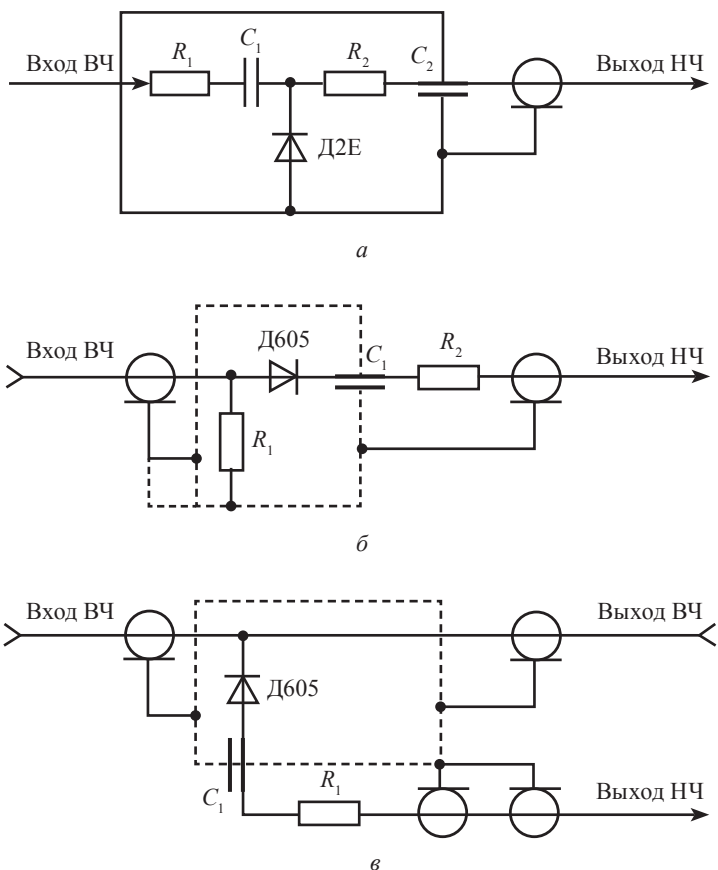


Рис. 9.5. Принципиальные схемы детекторных головок: а – высокоомной; б – согласованной оконечной; в – согласованной проходной.

Малый коэффициент стоячей волны напряжения на входе и равномерную АЧХ в рабочем диапазоне частот.

Малый коэффициент стоячей волны напряжения обеспечивают согласованием входа детекторной головки с высокочастотным трактом. Для этого сопротивление поглощающего резистора  $R_1$  (см. рис. 9.5, б) устанавливают равным волновому сопротивлению исследуемого тракта. Равномерность амплитудно-частотной характеристики детекторной головки 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 (см. рис. 9.5, в). Для компенсации емкости диода диаметр внешнего коаксиала в области расположения диода несколько увеличивают.

Основным недостатком детекторной головки любого типа 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 – начальный с квадратичной зависимостью тока детектора от амплитуды входного напряжения и линейный.

Для детекторных головок с германиевыми полупроводниковыми диодами граничное значение амплитуды входного напряжения обычно составляет 0,2 В. В измерителях амплитудно-частотной характеристики работают на линейном участке характеристики детектирования. Для этого амплитуда напряжения на выходе исследуемой цепи должна быть больше указанной величины.

На рис. 9.5  $R_1$  и  $R_2$  – резисторы;  $C_1$  и  $C_2$  – конденсаторы; Д2Е, Д605 – используемые диоды.

В индикаторное устройство измерителя АЧХ входят усилители вертикального и горизонтального каналов и электронно-лучевая трубка.

Выбор типа ЭЛТ определяется ее эксплуатационными свойствами, а именно: размерами экрана, чувствительностью, качеством фокусировки луча, рабочей полосой частот и т. д. В зависимости от частоты модулирующего напряжения используют ЭЛТ с нормальным или длительным послесвечением.

В измерителях АЧХ применяют как осциллографические трубки с электростатическим отклонением луча, так и трубки телевизионного типа с магнитным отклонением луча. Последние имеют обычно прямоугольный экран значительно больших размеров, чем трубки 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, большими индуктивностями отклоняющих катушек. Для выравнивания частотных характеристик индикатора применяют отрицательную обратную связь в оконечных каскадах усилителей вертикального и горизонтального каналов.

### 9.3. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТ ХАРАКТЕРНЫХ ТОЧЕК АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

При исследовании амплитудно-частотных характеристик возникает необходимость измерения частот и частотных интервалов, соответствующих характерным точкам изображения на экране измерителя АЧХ. Эти измерения выполняются с помощью частотных меток, которые могут быть подвижными или неподвижными.

Рассмотрим способы образования частотных меток и измерения частот, применяемые в современных приборах. В измерителях АЧХ чаще всего пользуются системой неподвижных равностоящих частотных меток. Метки формируют из нулевых биений напряжения ГКЧ с напряжением, спектр которого содержит набор постоянных калибровочных частот.

Сущность этого способа образования частотных меток поясняется структурной схемой, приведенной на рис. 9.6. Напряжение от генератора с повышенной стабильностью частоты (обычно кварцевого) подается на усилитель гармоник, представляющий собой усилитель-ограничитель с индуктивной нагрузкой (см. рис. 9.6). Его режим работы подбирают так, чтобы получить достаточно большое число гармоник кварцеванной частоты на выходе. На смеситель поступают напряжение ГКЧ с частотой, меняющейся во времени по определенному закону, и напряжение сложной формы, спектр которого состоит

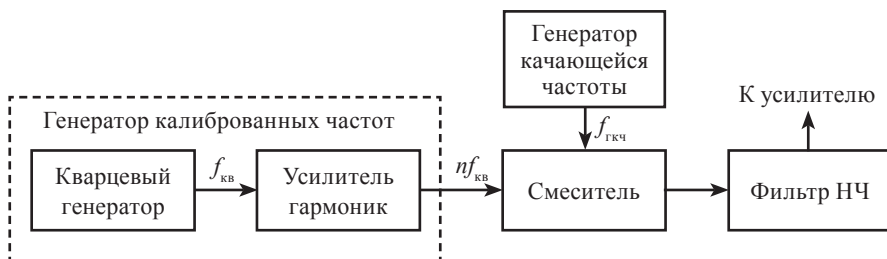


Рис. 9.6. Структурная схема образования частотных меток методом нулевых биений.

из частот, кратных частоте кварцевого генератора. Нулевые биения образуются при равенстве частоты ГКЧ соответствующим калибровочным частотам.

Напряжение нулевых биений выделяется фильтром нижних частот. Как правило, для этого используют ЛС-фильтры с достаточно низкой частотой среза. Увеличение частоты среза фильтра приводит к расширению меток на экране. Напряжение с выхода фильтра поступает на усилитель низкой частоты. Усиленное напряжение биений подается на вертикально отклоняющие пластины или модулятор ЭЛТ и образует частотную шкалу на экране прибора. Частотный интервал между двумя соседними метками равен частоте кварцевого генератора. Для изменения масштаба частотной шкалы на экране (интервалов между метками) включают различные кварцевые генераторы или используют делители частоты. Рассмотренный способ образования частотных меток применяется в большинстве широкополосных измерителей АЧХ.

При исследовании узкополосных цепей с симметричными амплитудно-частотными характеристиками удобно пользоваться системой трех подвижных частотных меток. Структурная схема образования меток приведена на рис. 9.7, а.

Высокочастотный диапазонный генератор с частотой  $f_1$  модулируется по амплитуде синусоидальным напряжением с частотой  $f_2$  от низкочастотного диапазонного генератора. Напряжение с выхода высокочастотного генератора подается на смеситель. Таким образом, на смеситель поступают колебания частот  $f_1, f_1 - f_2, f_1 + f_2$  и напряжение

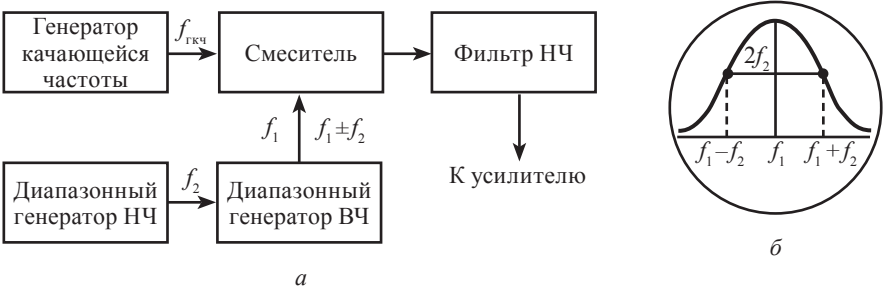


Рис. 9.7. Измерение частот с помощью трех подвижных меток: а – схема образования меток; б – изображение на экране ЭЛТ.

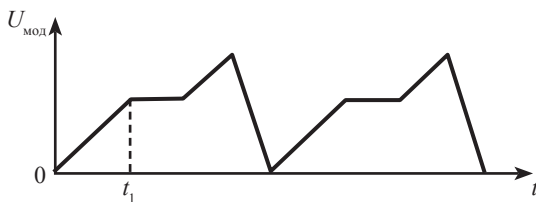


Рис. 9.8. Линейно-ступенчатое напряжение.

ГКЧ с частотой  $f_{\text{ГКЧ}}$  меняющейся во времени. Напряжение меток формируется фильтром нижних частот из нулевых биений между колебаниями указанных частот и напряжением ГКЧ.

Усиленное напряжение меток подается на ЭЛТ. Меняя частоты настройки высокочастотного и низкочастотного генераторов, совмещают метки с характерными точками исследуемой АЧХ (см. рис. 9.7, б). Частоты меток определяют по шкалам генераторов.

Точность измерения частот на экране измерителя АЧХ можно повысить, используя для модуляции частоты ГКЧ и горизонтального отклонения луча напряжение линейно-ступенчатой формы  $U_{\text{мод}}$  (рис. 9.8). В момент времени  $t_1$ , соответствующий началу ступеньки, останавливаются частота ГКЧ и электронный луч. На исследуемой амплитудно-частотной характеристике появляется светящаяся точка, яркость которой определяется длительностью ступеньки, а диаметр – качеством фокусировки луча. Частота измеряется за время ступеньки электронно-счетным частотомером. Для запуска частотомера используют импульсы, совпадающие по времени с началом ступеньки. Перемещая ступеньку и соответственно светящуюся точку на экране ЭЛТ, измеряют частоты, характеризующие исследуемую АЧХ.

Линейно-ступенчатое напряжение формируют с помощью фантастических схем или путем подключения к обычному генератору пилообразного напряжения схемы образования ступеньки (электронного ключа). Длительность ступеньки определяется временем счета частотомера, т. е. временем измерения частоты. Рассмотренный способ позволяет измерять частоты с высокой точностью, однако он требует существенного увеличения периода качания частоты (практически до нескольких секунд), что ограничивает его применение.

#### 9.4. ПРИМЕНЕНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Основным назначением измерителей АЧХ является исследование амплитудно-частотных характеристик линейных четырехполюсников. Измерители АЧХ также применяются для исследования частотной зависимости крутизны АЧХ, измерения добротности колебательных контуров и резонаторов, параметров высокочастотных цепей. Рассмотрим методику и особенности этих измерений.

**Измерение АЧХ.** Для неискаженного воспроизведения амплитудно-частотных характеристик на экране измерителя АЧХ необходимо выполнить ряд условий, связанных как со свойствами исследуемого устройства, так и с диапазоном рабочих частот.

Нормальный режим эксплуатации прибора соответствует работе ГКЧ на согласованную нагрузку. Обычно выходное сопротивление ГКЧ на низких частотах равно 600 Ом, а на высоких – 75 или 50 Ом. Если входное сопротивление исследуемого четырехполюсника существенно отличается от указанных величин, то применяют согласующие устройства. В частности, когда четырехполюсник имеет низкоомный вход, включают делитель напряжения. Качество согласования можно проверить, подавая на индикаторное устройство прибора напряжение с согласованной проходной детекторной головки, включенной между ГКЧ и исследуемым четырехполюсником. При этом на экране получается изображение огибающей напряжения ГКЧ, по которому можно оценить неравномерность амплитуды напряжения в установленной полосе качания частоты.

При исследовании активных четырехполюсников, в частности усилителей, возможны искажения формы АЧХ вследствие нелинейности амплитудной характеристики последних. Эти искажения можно обнаружить по изменению формы исследуемой АЧХ при увеличении напряжения ГКЧ. Снятие АЧХ усилителей следует проводить при минимально необходимом напряжении на входе, причем уменьшение этого напряжения не должно вызывать изменений формы АЧХ на экране.

При измерении АЧХ четырехполюсников с большим затуханием напряжение на выходе исследуемой цепи мало. При этом появляются искажения формы АЧХ, вызванные работой на нелинейном участке характеристики детектора.

Для большинства измерителей АЧХ нормальный режим работы соответствует подаче на вход детекторной головки напряжения более 0,2 В. При уменьшении этого напряжения до 10 мкВ коэффициент передачи детектора падает примерно в 10 раз. Поэтому при исследовании устройств с большим затуханием, напряжение с выхода исследуемой цепи подается сначала на широкополосный усилитель, а затем – на детекторную головку. Это устраняет искажения формы АЧХ, обусловленные нелинейностью характеристики детектора, но приводит к дополнительным погрешностям, связанным с неравномерностью АЧХ усилителя.

Измерители АЧХ могут использоваться для исследования амплитудно-частотных характеристик схем и устройств с преобразованием частоты. При этом необходимо учитывать, что частотные метки соответствуют частоте ГЧЧ, а наблюдаемая АЧХ – частоте на выходе исследуемой схемы. Так, в случае гетеродинного преобразования частоты и выделения напряжения разностной составляющей, метки на экране прибора соответствуют частотам  $f = f_m - f_{\text{гет}}$ , где  $f_m$  – частота метки;  $f_{\text{гет}}$  – частота настройки гетеродина исследуемой схемы.

При этом частотные интервалы между метками не меняются.

Ранее было указано, что измерители АЧХ снабжаются комплектом детекторных головок. При измерении АЧХ низкочастотных устройств пользуются высокоомными детекторными головками, которые могут включаться как на выходе, так и в промежуточных точках исследуемого устройства. 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 цепи вместо нагрузки. Входное сопротивление такой головки должно быть равно сопротивлению нагрузки. При необходимости детекторная головка включается через согласующее устройство.

**Измерение крутизны АЧХ.** При исследовании устройств с линейной зависимостью амплитуды выходного напряжения от частоты, например дискриминаторов, удобно иметь на экране ЭЛТ частотную зависимость крутизны АЧХ:

$$S_{\text{АЧХ}}(f) = \frac{du_{\text{вых}}(f)}{df}.$$

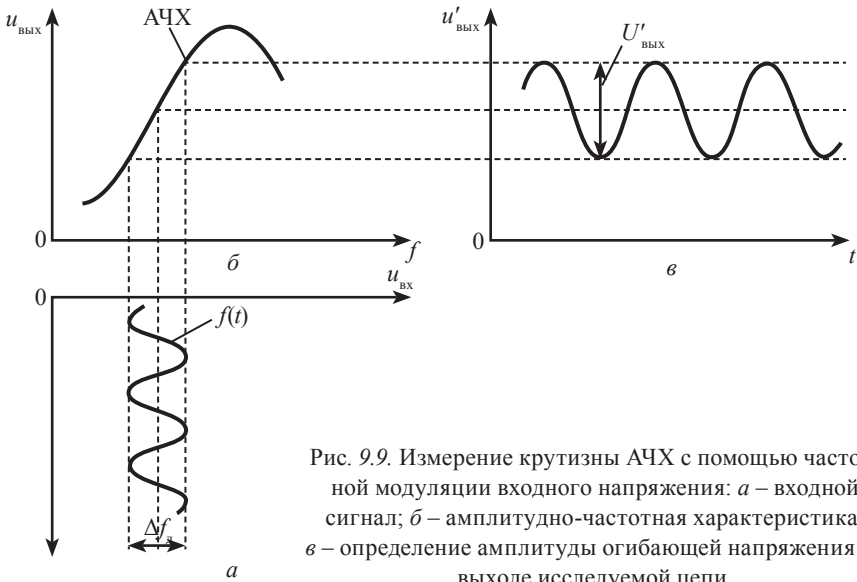


Рис. 9.9. Измерение крутизны АЧХ с помощью частотной модуляции входного напряжения: а – входной сигнал; б – амплитудно-частотная характеристика; в – определение амплитуды огибающей напряжения на выходе исследуемой цепи.

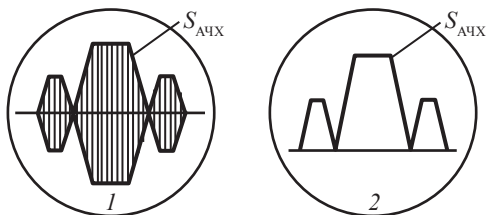
На линейных участках амплитудно-частотной характеристики крутизна АЧХ является величиной постоянной. На экране она наблюдается в виде горизонтальной линии. Отклонения от этой линии характеризуют нелинейность АЧХ. Кривую частотной зависимости крутизны АЧХ можно получить при двойной частотной модуляции напряжения ГКЧ. Для этого на вход исследуемой цепи подают напряжение с частотой  $f$ , модулированное по синусоидальному закону (рис. 9.9, а). При достаточно малой и постоянной девиации частоты  $\Delta f_d$  амплитуда огибающей напряжения на выходе исследуемой цепи  $U'_{\text{ВЫХ}}$  (см. рис. 9.9, в) пропорциональна крутизне исследуемой АЧХ (см. рис. 9.9, б), так как

$$U'_{\text{ВЫХ}} = \Delta f_d S_{\text{АЧХ}}(f).$$

Полученное соотношение непосредственно следует из графиков рис. 9.9. При качании частоты  $f$  закон изменения напряжения  $U'_{\text{ВЫХ}}(t)$  будет повторять частотную характеристику крутизны исследуемой цепи  $S_{\text{АЧХ}}(t)$ . При этом девиация частоты  $\Delta f_d$  должна оставаться постоянной.



а



б

Рис. 9.10. Измерение частотной зависимости АЧХ: а – структурная схема; б – изображение на экране ЭЛТ для двух положений (1 и 2) ключа К.

**Измерение добротности.** Это очень простой способ, основанный на измерении резонансной частоты исследуемой цепи  $f_0$  и ее полосы пропускания  $\Delta f_0$ . Добротность рассчитывается по формуле:

$$Q = f_0 / \Delta f_0 \quad (9.2)$$

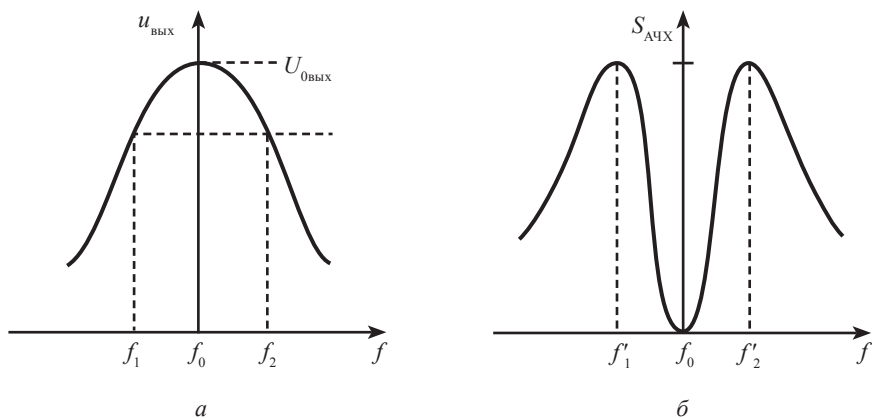


Рис. 9.11. Частотные характеристики колебательного контура: а – амплитудно-частотная характеристика; б – частотная характеристика крутизны АЧХ.



При линейных характеристиках детекторной головки и усилителя вертикального канала полоса пропускания определяется на уровне  $0,707 U_{\text{вых}}$ , где  $U_{\text{вых}}$  – максимальное напряжение на выходе цепи (рис. 9.11, а). В ряде случаев удобнее пользоваться формулой:

$$Q = 0,5 \frac{f_1 + f_2}{f_2 - f_1}, \quad (9.3)$$

где  $f_1, f_2$  – частоты, отсчитанные на уровне  $0,707 U_{\text{вых}}$ .

Более точный способ определения добротности основан на изменении частотного интервала между максимумами частотной характеристики крутизны АЧХ. Эту кривую можно получить на экране ЭЛТ описанным выше способом двойной частотной модуляции напряжения ГКЧ. Амплитудно-частотная характеристика колебательного контура имеет следующую максимальную крутизну при обобщенных расстройках:

$$\xi'_{1,2} = \frac{2(f'_{1,2} - f_0)}{\Delta f_0} = \pm 0,707, \quad (9.4)$$

где  $f'_1, f'_2$  – частоты, соответствующие максимумам частотной характеристики крутизны АЧХ (рис. 9.11, б).

Из формулы (9.4) с учетом формулы (9.3) получим следующую расчетную формулу:

$$Q = 0,354 \frac{f'_1 + f'_2}{f'_2 - f'_1}.$$

Погрешности при определении добротности с помощью измерителей АЧХ прежде всего обусловлены шунтирующим действием цепей возбуждения и детектора и динамическими искажениями формы АЧХ на экране. Поэтому нужно стремиться к минимальной связи исследуемой цепи с ГКЧ и пользоваться детекторной головкой с большим входным сопротивлением.

Для уменьшения динамических погрешностей скорость изменения частоты ГКЧ следует устанавливать с учетом изложенного ранее.

### **Контрольные вопросы и задания**

1. В чем состоит особенность структурной схемы измерителей АЧХ?
2. Какова особенность схемы автоматизированного измерителя амплитудно-частотных характеристик?
3. Какой узел является основным в схеме любого измерителя АЧХ?
4. Какие существуют схемы детекторных головок?
5. В чем заключается методика снятия и построения АЧХ?
6. Расскажите о методике измерения крутизны АЧХ.
7. Расскажите о методике измерения частот характерных точек амплитудно-частотной характеристики.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ф. Мейзда. Электронные измерительные приборы и методы измерений. «Мир», М., 1990.
2. Р. Исаев, У. Каримова. Электроизмерительные приборы. Издательско-полиграфический творческий дом им. Чулпона. Ташкент., 2007.
3. Б. Дворяшин. Основы метрологии и радиоизмерений. Издательство «Радиосвязь», М., 1993.
4. В. Клевлеев, И. Кузнецова, Ю. Попов. Метрология, стандартизация, сертификация. «Форум-Инфра», М., 2003.
5. В. Нефедов. Основы радиоэлектроники и связи. «Высшая школа», М., 2002.
6. С. Робинович. Погрешности измерений. «Энергия», Л., 1978.
7. Д. Тартаковский, А. Ястребов. Метрология, стандартизация и технические средства измерений. «Высшая школа», М., 2002.
8. В. Шишмарев, В. Шанин. Электрорадиоизмерения. «Academia», М., 2004.

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>Введение</b> .....	3
<b>ГЛАВА I. ОСНОВЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРЕНИЙ</b> .....	5
1.1. Общие сведения .....	5
1.2. Измерения физических величин .....	10
1.3. Виды, методы и методики измерений .....	12
1.4. Основные методы измерений.....	14
1.5. Погрешности измерений .....	16
<b>ГЛАВА II. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ ОБЩЕГО НАЗНАЧЕНИЯ</b> .....	21
2.1. Вольтметры, амперметры, омметры .....	21
2.2. Магнитоэлектрические измерительные приборы постоянного тока.....	21
2.3. Амперметр постоянного тока .....	23
2.4. Вольтметр постоянного тока .....	24
2.5. Измерение сопротивления. ....	26
2.6. Мегаомметр .....	28
2.7. Электромагнитный измерительный механизм .....	29
2.8. Электродинамический измерительный механизм .....	31
2.9. Электростатический измерительный механизм.....	32
2.10. Электронные аналоговые приборы .....	32
2.11. Цифровые измерительные приборы .....	35
2.12. Кодоимпульсные цифровые вольтметры.....	38
2.13. Вольтметры с времяимпульсным преобразованием.....	40
2.14. Времяимпульсные вольтметры с двойным интегрированием .....	43
2.15. Цифровые мультиметры .....	46
2.16. Измерение напряжений сложной формы.....	47
2.17. Измерение шумового напряжения.....	49
2.18. Измерения импульсных и высокочастотных напряжений.....	50
2.19. Особенности измерения силы тока .....	51
2.20. Измерение мощности.....	52

<b>ГЛАВА III. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ .....</b>	<b>58</b>
Введение .....	58
3.1. Общие сведения .....	59
3.2. Измерительные LC-генераторы гармонических колебаний .....	62
3.3. Измерительные RC-генераторы гармонических колебаний .....	64
3.4. Генератор звуковых частот .....	65
3.5. Высокочастотные генераторы.....	68
3.6. Цифровые измерительные генераторы низких частот .....	70
<b>Глава IV. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ МОСТЫ .....</b>	<b>74</b>
Введение .....	74
4.1. Принцип действия измерительного моста .....	74
4.2. Резистивный мост .....	76
4.3. Мост для измерения индуктивности .....	77
4.4. Мосты для измерения емкостей .....	78
<b>Глава V. ИССЛЕДОВАНИЕ ФОРМЫ СИГНАЛОВ</b>	
<b>И ИЗМЕРЕНИЕ ИХ ПАРАМЕТРОВ .....</b>	<b>80</b>
5.1. Общие сведения .....	80
5.2. Универсальные осциллографы .....	81
5.3. Скоростные осциллографы .....	87
5.4. Стробоскопические осциллографы.....	88
5.5. Запоминающие осциллографы .....	91
5.6. Цифровые осциллографы .....	93
<b>ГЛАВА VI. ИЗМЕРЕНИЕ ФАЗЫ СИГНАЛОВ .....</b>	<b>95</b>
6.1. Общие сведения .....	95
6.2. Осциллографический метод .....	97
6.3. Компенсационный метод.....	102
6.4. Метод преобразования фазового сдвига в импульсы тока .....	103
6.5. Метод дискретного счета .....	105
6.6. Фазометр на основе микропроцессорной системы .....	110
6.7. Методы измерения фазового сдвига с преобразованием частоты сигналов .....	112
<b>ГЛАВА VII. АНАЛИЗ СПЕКТРА СИГНАЛОВ. ИЗМЕРЕНИЕ</b>	
<b>КОЭФФИЦИЕНТА НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ .....</b>	<b>115</b>
7.1. Основные сведения .....	115
7.2. Метод параллельного анализа .....	117
7.3. Метод последовательного анализа .....	119

7.4. Цифровой метод анализа .....	123
7.5. Анализаторы спектра на цифровых фильтрах .....	131
<b>ГЛАВА VIII. ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ДИОДОВ, ТРАНЗИСТОРОВ И ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ .....</b>	<b>138</b>
8.1. Основные сведения .....	138
8.2. Измерение параметров полупроводниковых приборов .....	138
8.3. Измерение прямых токов через $p-n$ -переходы диодов и транзисторов .....	140
8.4. Измерение обратных токов $p-n$ -переходов диодов и транзисторов .....	141
8.5. Измерение статических параметров транзисторов .....	142
8.6. Измерение емкостей полупроводниковых приборов .....	146
8.7. Измерение импульсных параметров полупроводниковых диодов .....	148
8.8. Измерение импульсных параметров транзисторов .....	150
8.9. Измерение электрических параметров интегральных схем .....	152
<b>ГЛАВА IX. ИЗМЕРЕНИЕ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК .....</b>	<b>166</b>
9.1. Структурные схемы измерителей амплитудно-частотных характеристик .....	166
9.2. Основные узлы и устройства измерителей амплитудно- частотных характеристик .....	170
9.3. Измерение частот характерных точек амплитудно- частотных характеристик .....	178
9.4. Применение измерителей амплитудно-частотных характеристик .....	181
<b>Список литературы .....</b>	<b>187</b>

МИРФАЗИЛ КАМИЛОВИЧ ХОДЖАЕВ

## **ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА**

*Учебное пособие для профессиональных колледжей*

Ташкент – «ILM ZIYO» – 2016

Редактор *У. Хусанов*  
Художник *М. Бурхонов*  
Технический редактор *Ф. Самадов*  
Корректор *М. Иброхимова*

Издательская лицензия АІ № 275, 15.07.2015-у.и.  
Подписано в печать 22.01.2016. Формат 60×90<sup>1/16</sup>.  
Гарнитура «Таums», печать офсетная. Усл.-печ. л. 12.  
Изд. л. 11. 157 nusxa. Заказ № 7.

Издательский дом «ILM ZIYO», Ташкент, ул.Навои, 30.

Отпечатано в типографии «PAPER MAX».  
Ташкент, ул.Навои, 30.

**X-69 М. К. Ходжаев.** Измерительные приборы. Учебное пособие для колледжей. – Т.: «ILM ZIYO», 2016, 192 с.

УДК 620.1.08(075.32)

КВК 30.10

ISBN 978-9943-16-230-3