

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

---

Санкт-Петербургский государственный  
электротехнический университет «ЛЭТИ»

---

А. А. ДАНИЛИН    Н. С. ЛАВРЕНКО

# **ПРИБОРЫ И ТЕХНИКА РАДИОИЗМЕРЕНИЙ**

Учебное пособие

Санкт-Петербург  
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»  
2013

УДК 621.317(075)

ББК 3 842-5я7

Д 17

**Данилин А. А., Лавренко Н. С.**

Д 17 Приборы и техника радиоизмерений: Учеб. пособие. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2013. 204 с.

ISBN 978-5-7629-1451-2

Рассмотрены основные методы измерения параметров сигналов и устройств, используемых при разработке и тестировании радиоаппаратуры. Приведены схемы и способы построения современных радиоизмерительных приборов, их основные технические характеристики.

Предназначено для студентов факультета радиотехники и телекоммуникаций, обучающихся по направлениям 210400.62 – «Радиотехника», 210700.62 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и проходящих подготовку по специальности 210601.65 – «Радиоэлектронные системы и комплексы». Может быть использовано также для подготовки бакалавров по направлению 211000.62 – «Конструирование и технология электронных средств».

УДК 621.317(075)

ББК 3 842-5я7

Рецензенты: кафедра электроники и оптической связи СПбГУАП, доц. В. В. Бочков (ФГБОУ ВПО СПбГПУ).

Утверждено

редакционно-издательским советом университета

в качестве учебного пособия

ISBN 978-5-7629-1451-2

© СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2013

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящее учебное пособие включает материал дисциплины «Приборы и техника радиоизмерений» (ПТРИ), которая в течение многих лет читается студентам факультета радиотехники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ». Эта дисциплина является продолжением общетехнического курса «Основы метрологии и радиоизмерений», который соответствует стандартным программам подготовки бакалавров по направлениям «Радиотехника» и «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и читается на 2 году обучения. В результате изучения дисциплины «Приборы и техника радиоизмерений» студенты должны:

1. Знать принципы построения современных радиоизмерительных средств: приборов, измерительных систем, измерительно-вычислительных комплексов.

2. Знать основные алгоритмы обработки результатов измерений, используемые в вычислительных приборах и комплекса.

3. Уметь осуществить выбор необходимой аппаратуры для решения поставленных измерительных задач.

4. Уметь пользоваться основными видами радиоизмерительных приборов, базовыми методиками измерения параметров радиосигналов и радиоустройств.

5. Иметь представление о перспективах и тенденциях развития современной радиоизмерительной техники.

Лекционный курс дисциплины сопровождается циклом лабораторных работ. Их назначение – познакомить студентов с современной радиоизмерительной аппаратурой и методикой ее использования для измерения параметров сигналов и радиоустройств.

Содержание пособия позволяет развить и углубить знания об основных методах и средствах современной радиоизмерительной техники. Его успешное изучение предполагает хорошее знание таких дисциплин, как «Теоретические основы электротехники», «Радиотехнические цепи и сигналы», «Схемотехника аналоговых и цифровых устройств», «Микропроцессорные устройства». Надеемся, что пособие будет полезно также студентам, аспирантам и инженерам, которым необходимо повысить уровень подготовки в области современной радиоизмерительной техники.

## ВВЕДЕНИЕ

Основные задачи, стоящие перед современной радиоизмерительной техникой, заключаются:

- в расширении частотного и динамического диапазонов исследуемых сигналов;
- повышении точности измерений;
- разработке методов измерения параметров сложных сигналов;
- увеличении быстродействия и повышении скорости измерений;
- снижении трудоемкости (автоматизация измерений);
- упрощении процедуры обработки опытных данных;
- реализации удаленных измерений;
- уменьшении габаритов, массы и стоимости измерительной аппаратуры.

Решение этих задач возможно при модернизации и оптимизации всех этапов измерений. Напомним, что под *измерением* понимают способ получения значения физической величины путем сравнения измеренного значения с эталонным. Результат измерения выражают в общепринятой системе единиц измерения. Традиционный алгоритм процесса измерения включает в себя следующие этапы:

1. Постановка задачи измерения.
2. Выбор метода измерения.
3. Выбор средств измерения.
4. Измерительный эксперимент.
5. Обработка опытных данных.

На этапе постановки задачи формулируют цели и сроки проведения измерений, определяют возможности реализации эксперимента (экономические, технические и др.), проводят сбор данных об условиях измерений. Исходя из поставленной задачи, осуществляют *планирование эксперимента (измерения)* – выбор методики и средств измерения. Проводят априорную оценку погрешности результатов. Выполнение измерительного эксперимента и получение опытных данных может занимать разное время – от долей секунд до часов и дней. Это зависит от вида измерительной задачи и быстродействия средств измерений. Полученные опытные данные для прямых измерений являются окончательными результатами. В случае косвенных измерений опытные данные подвергают математической обработке для получения результата, оценки его погрешности и пр.

Данная схема проведения измерений характерна для научных экспериментов, часто использующих нестандартные, уникальные методы и средства измерений. В технических измерениях многие этапы измерений упрощены. В качестве средств измерения чаще всего используют стандартную радиоизмерительную аппаратуру. Соответственно, выбор метода измерения в значительной степени уже осуществлен ее производителем. Перед экспериментатором ставится задача подбора приборов, подходящих для решения его измерительных задач, и выбора методики их использования. Приборы должны обеспечивать необходимый вид и диапазон измерения, заданную точность при разумной стоимости аппаратуры. Поэтому прогресс радиоизмерительной техники в значительной степени связан с разработкой новых универсальных приборов и устройств, основанных на последних достижениях радиоэлектроники и компьютерной техники. В них реализуют наиболее прогрессивные алгоритмы и методы измерений для актуальных, чаще всего встречающихся измерительных задач.

По виду получаемой информации все средства измерений делят на *аналоговые* и *цифровые*. В аналоговых приборах результат измерения получается при непосредственном участии оператора путем сопоставления аналогового указателя (стрелки, маркера и пр.) с дискретной шкалой. Цифровые приборы осуществляют аналого-цифровое преобразование измеряемой величины, показывают результат измерения в цифровом виде. Они полностью исключают субъективную погрешность и позволяют:

- ввести программную логику управления измерительными операциями и автоматизацию работы с прибором;
- передавать измерительную информацию в устройства обработки результатов (в компьютер, измерительную систему);
- ввести вычислительные устройства (микропроцессор) в состав самого прибора.

Исторически развитие радиоизмерительной техники происходило в направлении от аналоговых приборов к цифровым. Цифровые приборы наиболее пригодны для автоматизации процесса измерения. Только такие приборы могут использоваться в измерительных системах и вычислительных средствах измерений.

По конструктивному выполнению и возможностям цифровые приборы можно разделить:

- на цифровые приборы с жесткой логикой, построенные на аппаратно-реализованных логических блоках и преобразователях;

- микропроцессорные приборы и комплексы с программной логикой работы;

- компьютерные измерительные устройства (КИУ) – комплекс измерительных преобразователей и персонального универсального компьютера, управляющего процессом измерений и обрабатывающего опытные данные.

Аппаратная логика по сравнению с программной проста и экономична в реализации. Однако у таких приборов отсутствует универсальность, они имеют ограниченную функциональность, сложны для модернизации. Программная логика характерна для микропроцессорных приборов и КИУ. У них больше начальные затраты разработки – требуется полная смена идеологии построения средства измерения. Это окупается легкостью модернизации, многофункциональностью, возможностями автоматизации эксперимента и совмещения процесса измерения с обработкой результатов.

По сложности управления измерительными операциями приборы можно разделить:

- на неавтоматизированные – требующие ручного управления. К ним относят большинство аналоговых приборов и простейшие цифровые;

- автоматизированные – средства измерения, в которых часть операций управления производится без участия оператора, т.е. автоматически (например, выбор диапазона измерения, периодический запуск измерения и пр.);

- автоматические – полностью автоматизированные средства измерения, предусматривающие минимальное участие оператора. Эти приборы имеют программу работы, реализующую выбранный алгоритм измерения, и интерфейс, позволяющий обмениваться информацией с другими средствами измерений;

- измерительные системы – совокупность средств измерения, связанных каналами передачи информации. Включают средства обработки данных, имеют возможность дистанционного управления.

Современные стандартные средства измерений, представленные на рынке радиоизмерительной аппаратуры, можно разделить на несколько групп:

- дешевые (бюджетные) приборы, обычно предназначенные для решения узкого круга задач (например, измерение напряжения, тока, сопротивления) без возможностей автоматизации. Используются аналоговые и простейшие цифровые узлы и компоненты;

- универсальные средства измерения – многофункциональные приборы, позволяющие производить измерения разных физических величин.

Предусматривают как получение опытных данных, так и их вычислительную обработку;

- специализированные средства измерения, предназначенные для решения отдельных (часто довольно сложных) измерительных задач. Это приборы для измерений в диапазоне СВЧ, радиочастотные измерители параметров сложных телекоммуникационных сигналов, оптические радиоизмерительные приборы и пр.

В настоящем учебном пособии рассмотрены различные методы и средства измерений, сгруппированные по видам измерений. Это традиционные и современные методы измерения напряжения, осциллографическая техника для исследования формы сложных сигналов, методы и средства спектрального анализа радиосигналов. Значительный объем пособия посвящен вопросам измерения параметров ВЧ-радиосигналов – частоты, фазового сдвига, коэффициента модуляции. В последней главе рассмотрены особенности измерения частотных характеристик радиоустройств и специализированные измерители АЧХ.

# 1. ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ

## 1.1. Общие вопросы измерения напряжения

В радиоизмерительной технике сигналом чаще всего называют зависимость напряжения от времени  $u(t)$ , реже – тока от времени  $i(t)$ . Измерение мгновенных значений сигнала в разные моменты времени – задача осциллографии (аналоговой или цифровой). Однако во многих случаях необходимо характеризовать масштаб сигнала (уровень сигнала) одним параметром (*значением*). Используют среднее, среднеквадратическое (действующее), пиковое (амплитудное) и средневыпрямленное значения напряжения.

*Среднее значение* сигнала (постоянная составляющая) определяется на интервале усреднения  $T$  как среднее значение зависимости  $u(t)$ :

$$U_{\text{ср}} = \bar{U} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt .$$

Для периодических сигналов время усреднения  $T$  выбирают равным или кратным целому числу периодов. Для модулированных колебаний время усреднения должно быть кратным периоду сигнала модуляции.

*Амплитудное (пиковое) значение* сигнала – наибольшее мгновенное значение напряжения за время измерения  $T_{\text{изм}}$ :

$$U_m = \max u(t) \Big|_{t \in [0, T_{\text{изм}}]} .$$

Для знакопеременных сигналов различают  $U_m^+$  – положительное пиковое значение (максимальное относительно нуля) и  $U_m^-$  – отрицательное пиковое значение напряжения (модуль наименьшего значения напряжения). Полное изменение сигнала есть сумма  $U_m^+$  и  $U_m^-$ . Его называют *размах* сигнала (в англоязычной литературе обозначают «pick-to-pick» –  $U_{p-p}$ ).

*Средневыпрямленное значение* сигнала – это среднее значение модуля временной зависимости напряжения:

$$U_{\text{ср. в}} = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt .$$

Это значение применяют для знакопеременных сигналов (в основном гармонических) и используют, например, при описании работы выпрямителей переменного тока.



Среднеквадратическое значение сигнала (*root mean square – RMS*) определяется как корень из среднего значения квадрата временной зависимости  $u(t)$ :

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}.$$

Иногда используют устаревший термин «действующее значение».

Среднеквадратическое значение напряжения связано с мощностью и применяется для сигналов произвольной формы. Мощность сигнала определяют через произведение значений напряжения и тока в цепи (мгновенная мощность). В радиотехнике чаще говорят о мощности сигнала на нагрузке  $R_H = 1 \text{ Ом}$ :

$$p(t) = u(t)i(t) = \frac{u^2(t)}{R_H}.$$

Обычно интерес представляет средняя мощность, измеренная за заданный интервал времени  $T$ :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{U^2}{R_H}.$$

Мощность измеряется в ваттах. Наряду с абсолютными единицами широко используются относительные логарифмические единицы мощности, дБ:

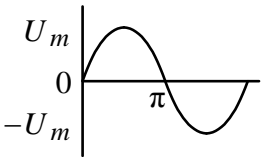
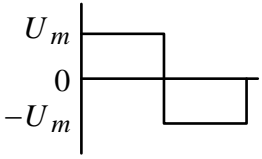
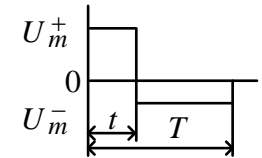
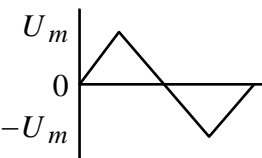
$$P[\text{дБ}] = 10 \lg \left( \frac{P[\text{Вт}]}{P_0} \right),$$

где  $P_0$  – мощность, принимаемая за опорный уровень. Используют опорный уровень  $P_0 = 1 \text{ мВт}$ , реже  $1 \text{ Вт}$ , соответственно, логарифмическая единица обозначается дБмВт (сокращенно дБм) и дБВт.

Для импульсных сигналов важным параметром является импульсная мощность  $P_{\text{и}}$ , которая определяется как средняя при времени усреднения, равном длительности импульса.

Связь между значениями напряжения устанавливается через коэффициент амплитуды  $K_a$  (пик-фактор, *crest-factor*) и коэффициент формы  $K_{\text{ф}}$ . Коэффициент амплитуды связывает амплитудное и среднеквадратическое значения:

$$K_a = \frac{U_m}{U}.$$

Форма сигнала	Параметры сигнала			
	$U_{\text{ср. в}}$	$U$	$K_{\phi}$	$K_a$
	$\frac{2}{\pi}U_m$	$0.707U_m$	1.11	1.414
	$U_m$	$U_m$	1	1
 $U_{p-p} = U_m^+ + U_m^-$ $q = T/t$	$2\frac{q-1}{q^2}U_{p-p}$	$\sqrt{\frac{1}{q}\left(1-\frac{1}{q}\right)}U_{p-p}$	1	$\sqrt{q-1}$
	$0.5U_m$	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_m$	1.155	1.733

Коэффициент формы показывает связь между среднеквадратическим и средневывпрямленным значениями:

$$K_{\phi} = \frac{U}{U_{\text{ср. в}}}.$$

Значения этих коэффициентов для сигналов нескольких видов представлены в таблице.

## 1.2. Методы и средства измерения напряжения радиосигналов

Приборы для измерения значений напряжения называют *вольтметрами*. Как правило, в этих приборах используют метод непосредственной оценки – прибор представляет собой цепочку измерительных преобразователей и отсчетное устройство. Реже, для эталонных применений, используют методы уравнивания (компенсационные вольтметры). По измеряемому значению вольтметры делят:

- на вольтметры среднего значения (вольтметры постоянного тока);

- вольтметры средневыпрямленного значения (average response meter). Они используются для гармонических напряжений;

- вольтметры среднеквадратического значения. Такие вольтметры иногда маркируют знаком «True RMS» (*true root mean square*). Они измеряют среднеквадратическое значение сигналов произвольной формы.

Как правило, вольтметры средневыпрямленного значения градуируют в среднеквадратических значениях синусоидального сигнала, т. е. при измерении средневыпрямленного значения на шкале отмечается отсчет, умноженный на коэффициент формы гармонического сигнала ( $K_f = 1.11$ ). Высокочастотные вольтметры чаще всего являются вольтметрами амплитудного значения, однако их градуировку делают также в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения. Для этого отсчеты по шкале делят на коэффициент амплитуды ( $1/K_a = 0.707$ ). Такие приборы классифицируют как вольтметры переменного тока, однако они пригодны для измерения только гармонических сигналов! Для напряжений другой формы они могут быть использованы только при известных коэффициентах формы или амплитуды. Например, при измерении среднеквадратического значения треугольного напряжения показания вольтметра средневыпрямленных значений необходимо разделить на коэффициент формы синусоидального сигнала 1.11, а затем умножить на коэффициент формы треугольного сигнала ( $K_f = 1.155$ ). Для вольтметра амплитудных значений показания надо умножить на коэффициент амплитуды гармонического сигнала 1.41, при этом получим амплитудное значение треугольного сигнала. Если затем результат разделить на коэффициент амплитуды треугольного сигнала  $K_f = 1.733$ , то получим его среднеквадратическое значение.

По функциональному назначению согласно ГОСТ 15094–86 вольтметры делят на следующие подгруппы:

V1 – образцовые приборы для поверки других вольтметров.

V2 – вольтметры постоянного напряжения (их по традиции называют «вольтметры постоянного тока»). Эти приборы измеряют постоянные напряжения или постоянную составляющую сигналов сложной формы.

V3 – вольтметры переменного напряжения. Предназначены для измерения среднеквадратического значения как гармонических сигналов, так и сигналов произвольной формы.

В4 – импульсные вольтметры. Эти приборы измеряют пиковое значение импульсных сигналов и амплитудное значение гармонических сигналов в широком диапазоне частот.

В5 – фазочувствительные вольтметры для измерения комплексных амплитуд гармонических сигналов. Представляют собой комбинацию вольтметра и фазометра.

В6 – селективные вольтметры. Содержат входной перестраиваемый узкополосный фильтр для выделения измеряемого гармонического сигнала на фоне шумов и помех.

В7 (ВК7) – комбинированные приборы (аналоговые мультиметры). Применяются для измерения постоянных и переменных напряжений, токов и сопротивлений резисторов.

В8 – измерители отношения амплитуд двух гармонических напряжений.

В9 – измерительные преобразователи напряжения для измерительных комплексов и систем.

Классификация вольтметров по принципу действия представлена на рис. 1.1.

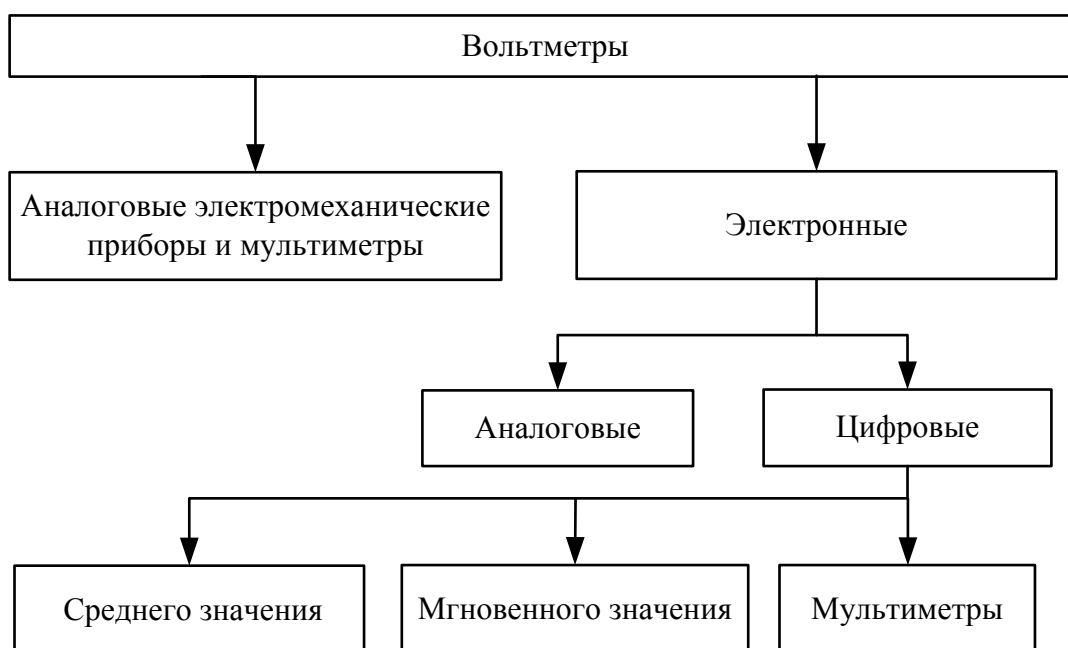


Рис. 1.1. Классификация вольтметров

Традиционные аналоговые электромеханические приборы применяют до сих пор в виде щитовых контрольных вольтметров и амперметров. В сочетании с набором простейших измерительных преобразователей (шунтов, добавочных резисторов, преобразователей «сопротивление–ток») они

используются в многопредельных аналоговых мультиметрах (тестерах). Достоинства электромеханических вольтметров – простота конструкции, дешевизна, возможность работы без источника питания. Главные недостатки таких приборов – низкое входное сопротивление и ограниченный рабочий диапазон частот, невысокая чувствительность.

В электронных вольтметрах эти недостатки устраняются путем использования усилителей и преобразователей на активных элементах (транзисторах и пр.). Различают аналоговые и цифровые электронные вольтметры. Аналоговые приборы содержат электромеханическое отсчетное устройство (как правило, магнитоэлектрический миллиамперметр) и цепочку активных и пассивных измерительных преобразователей (усилители, детекторы и пр.). Цифровые вольтметры (ЦВ) содержат аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и цифровой дисплей (табло) для вывода результата измерения. По типу АЦП различают интегрирующие ЦВ (с усреднением входного напряжения) и ЦВ мгновенного значения. В последних используются быстродействующие АЦП и программные способы расчета значения напряжения.

В настоящее время цифровые вольтметры, как правило, включают в себя набор измерительных преобразователей, превращающих их в многофункциональные измерительные приборы – *цифровые мультиметры*.

К основным параметрам вольтметров относятся следующие:

1. Вид измеряемого значения напряжения.

2. Пределы измерения напряжения с разбивкой на поддиапазоны. Для аналоговых вольтметров принято разбивать весь рабочий диапазон на поддиапазоны, идущие через 10 дБ (отличающиеся в 3.16 раз). Для цифровых вольтметров поддиапазоны отличаются в 10 раз.

3. Входной импеданс (входное сопротивление и входная емкость).

4. Рабочая полоса частот (для вольтметров переменного тока). Это диапазон частот, в пределах которого сохраняется заявленный предел допускаемой погрешности измерения (класс точности).

5. Помехоустойчивость. Это параметр, характеризующий способность вольтметра не реагировать на внешние мешающие сигналы и шумы.

6. Метрологические параметры.

Метрологические параметры характеризуют возможные погрешности измерения, получаемые с помощью данного прибора. Эти погрешности можно разделить на субъективные, методические и инструментальные (аппаратные).

Субъективные относятся только к аналоговым вольтметрам и отражают ту часть погрешности, которая возникает при отсчете показаний по шкале прибора. Иными словами, это погрешность «аналого-цифрового преобразования», которое визуально осуществляет оператор, сопоставляя плавное перемещение стрелки с дискретной шкалой прибора. Эта операция зависит от индивидуальных особенностей оператора и характеристик отсчетного устройства вольтметра. В цифровых приборах эта погрешность отсутствует.

Инструментальные погрешности появляются из-за несовершенства узлов прибора, разброса параметров его элементов, наличия внутренних шумов и помех. Систематические инструментальные погрешности устраняют при калибровке и поверке приборов. После этого остающаяся часть инструментальной погрешности носит преимущественно случайный характер и описывается пределом допускаемой погрешности прибора.

Согласно ГОСТ 8.401–80 «Классы точности средств измерений. Общие требования» предел допускаемой погрешности задается либо классом точности прибора, либо указывается в явном виде (в числовом либо формульном формате).

*Класс точности* аналогового вольтметра – это предел основной допускаемой приведенной погрешности, выраженной в процентах. Указывается в виде числа из ряда (1.0, 1.5, 2.0, 2.5, 4.0, 5.0, 6.0)  $\times 10^n$ , где  $n$  – целое число. Для цифровых приборов используют стандартный вид предела допускаемой относительной погрешности, %:

$$\delta = \pm \left[ c + d \left( \frac{U_{\max}}{U_x} - 1 \right) \right] 100,$$

где  $U_{\max}$  – максимальное показание прибора,  $U_x$  – измеряемое значение напряжения. Иногда в паспортах вольтметров встречается такая формула:

$$\delta = \pm \left[ c' + d \frac{U_{\max}}{U_x} \right] 100.$$

Обозначается класс точности цифрового вольтметра как « $c/d$ » (например, 0.02/0.01).

Важным метрологическим параметром аналогового вольтметра является *цена деления* шкалы. Она определяет минимальный шаг дискретизации, которую выполняет оператор при отсчете результата измерения (разрешающая способность). Значение шага закладывается при проектирова-

нии прибора, при выборе длины шкалы и количества ее делений. Принято считать, что предел погрешности отсчета составляет половину деления шкалы. Разрешающая способность цифрового прибора зависит от конструкции АЦП и будет рассмотрена далее.

### 1.3. Влияние входного импеданса вольтметра на результаты измерения напряжения

Чрезвычайно важным параметром вольтметра является его входное сопротивление (входной импеданс для гармонических сигналов). Его значение определяет методическую погрешность, которая возникает при подключении прибора к объекту исследования (рис. 1.2).

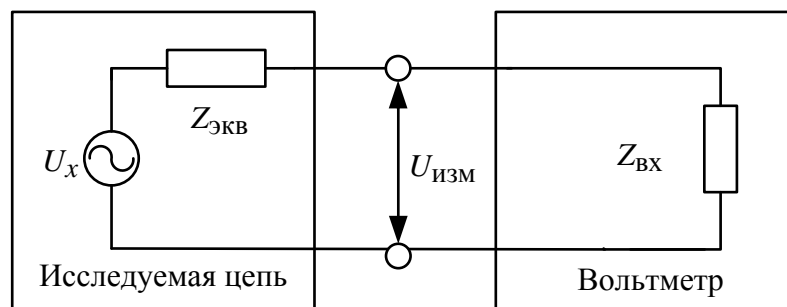


Рис. 1.2. Подключение вольтметра к исследуемой цепи

Исследуемая цепь представлена в виде эквивалентного источника напряжения с неизвестным в общем случае выходным комплексным импедансом  $Z_{\text{ЭКВ}}$ . Входной комплексный импеданс вольтметра  $Z_{\text{ВХ}}$  шунтирует участок цепи, на котором измеряется напряжение  $U_x$  и меняет его значение до  $U_{\text{ИЗМ}} < U_x$ :

$$U_{\text{ИЗМ}} = \left( \frac{Z_{\text{ВХ}}}{Z_{\text{ВХ}} + Z_{\text{ЭКВ}}} \right) U_x = \left( \frac{1}{1 + Z_{\text{ВХ}} / Z_{\text{ЭКВ}}} \right) U_x.$$

Полученное соотношение позволяет расчетным путем получить поправку и исключить систематическую погрешность измерения, однако для этого требуется знать входной импеданс вольтметра и выходной импеданс цепи. При измерении постоянных напряжений эта задача решается достаточно просто. Входное активное сопротивление вольтметра  $R_{\text{ВХ}}$  обычно известно из паспорта прибора. Выходное активное сопротивление источника  $R_{\text{ЭКВ}}$  можно измерить следующим образом. Последовательно подключим на вход вольтметра резисторы  $R_1$  и  $R_2$ , сопротивление которых много меньше входного сопротивления самого вольтметра. При этом измерим напряжения на его входе:

$$U_1 = \left( \frac{R_1}{R_1 + R_{\text{ЭКВ}}} \right) U_x, \quad U_2 = \left( \frac{R_2}{R_2 + R_{\text{ЭКВ}}} \right) U_x.$$

Решая эти уравнения относительно  $R_{\text{ЭКВ}}$ , получаем значение эквивалентного сопротивления цепи:

$$R_{\text{ЭКВ}} = \left( \frac{U_2 - U_1}{R_2 U_1 - R_1 U_2} \right) R_1 R_2.$$

В рабочих измерениях обычно удается соблюдать соотношение  $R_{\text{ЭКВ}} \ll R_{\text{ВХ}}$ ; при измерении постоянных напряжений влиянием входного сопротивления можно пренебречь.

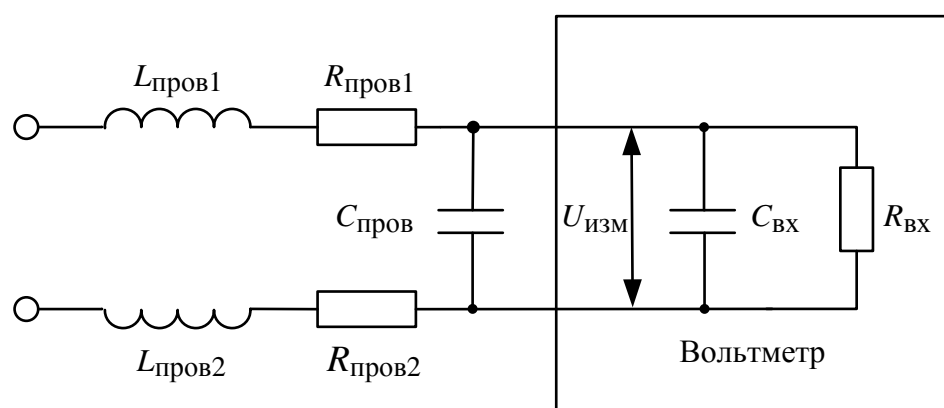


Рис. 1.3. Эквивалентная схема ВЧ-вольтметра

При измерении переменных напряжений (особенно на высоких частотах (ВЧ)) начинает сказываться реактивная составляющая входного импеданса вольтметра. Эквивалентную схему входной части ВЧ-вольтметра можно представить в виде рис. 1.3. В нее включены входная емкость вольтметра  $C_{\text{ВХ}}$ ; индуктивность, емкость и активное сопротивление соединительных проводов:  $L_{\text{провод1}}$ ,  $L_{\text{провод2}}$ ;  $C_{\text{провод}}$  и  $R_{\text{провод1}}$ ,  $R_{\text{провод2}}$  соответственно. Как видно из схемы, входная цепь представляет собой последовательный резонансный контур. При приближении частоты измеряемого сигнала к резонансной частоте контура напряжение на входе вольтметра увеличивается. Возникает частотная зависимость показаний вольтметра от параметров соединительных проводов. Расчетным путем определить погрешность здесь не удастся, поэтому при измерениях на ВЧ необходимо использовать стандартные (аттестованные производителем) соединители, параметры которых подобраны к конкретному прибору. В частности, широко используют вы-



носные делители-пробники, которые позволяют уменьшить влияние паразитных параметров соединительных проводников (рис. 1.4).

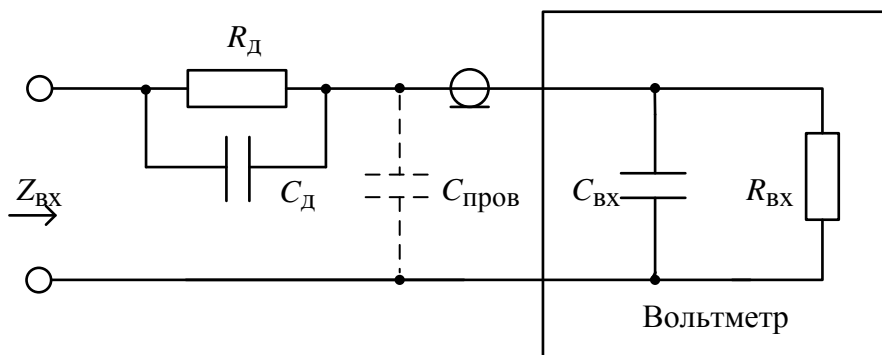


Рис. 1.4. Выносной делитель напряжения

Делитель представляет собой отрезок кабеля, на конце которого установлен резистор  $R_D$ . Вместе с входным сопротивлением вольтметра он создает делитель напряжения (обычно 1:10 или 1:100). При этом возрастает входное сопротивление и уменьшается входная емкость со стороны входа делителя. Вредное влияние емкости проводов  $C_{\text{пров}}$  и емкости вольтметра  $C_{\text{вх}}$  на исследуемую цепь, таким образом, существенно уменьшается (правда, за счет снижения напряжения на входе вольтметра). Для выравнивания частотной зависимости делителя предусматривают небольшой подстроечный конденсатор  $C_D$ , шунтирующий резистор делителя. Отметим, что делитель должен быть аттестован для данного вольтметра. Использование его с другим прибором нежелательно.

Снизить влияние паразитных параметров проводов можно переносом части схемы вольтметра в выносную головку (пробник, *probe*), которая подключается непосредственно в точке измерения. В импульсных вольтметрах в выносной головке размещают схему амплитудного детектора, в вольтметрах переменного тока – входной усилитель. Для включения выносной головки ВЧ-вольтметра в коаксиальную линию передачи в комплект прибора включают специальный согласованный тройник. Это позволяет измерить напряжение между проводниками линии при минимальном влиянии входного импеданса вольтметра.

#### 1.4. Помехоустойчивость вольтметров

При измерении напряжения на вход вольтметра могут попадать внешние сигналы, искажающие результаты. Такие сигналы называют *помехами*. Например, при измерении постоянного напряжения попадающее

на вход вольтметра гармоническое напряжение питающей сети 50 Гц может вызвать вариацию показаний, появление систематической погрешности и пр. Способность вольтметра не реагировать на помехи называют его *помехоустойчивостью*. На рис 1.5 представлена классификация основных методов подавления помех.

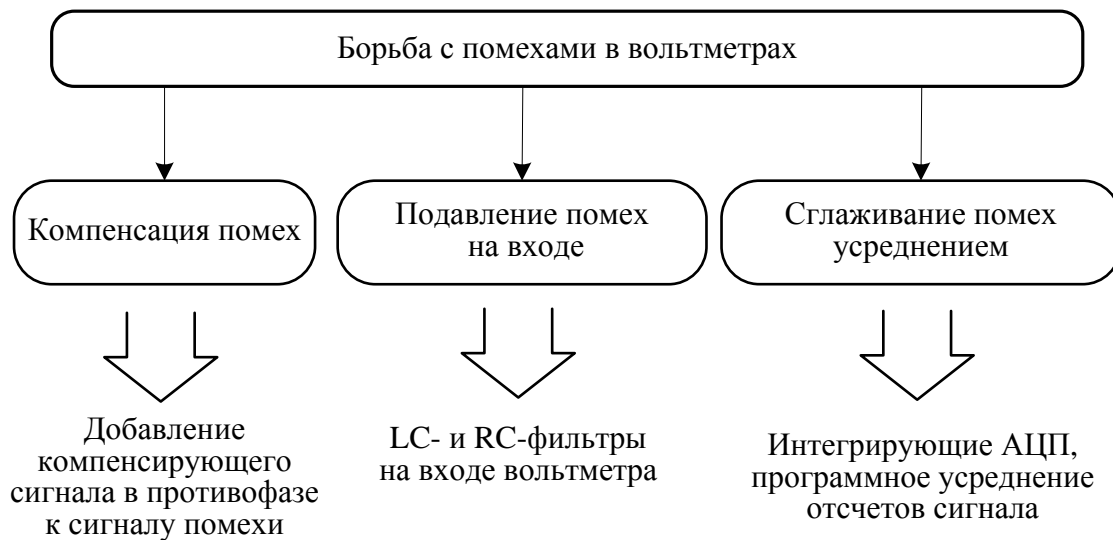


Рис. 1.5. Методы подавления помех в вольтметрах

Компенсационные методы используют дифференциальный вольтметр, на который подается исследуемое напряжение с помехой, на другой вход – только сигнал помехи. Подбирая амплитуду и фазу сигнала помехи, снижают ее влияние на результат измерения. Для ослабления помех неизвестного вида используют фильтры на входе вольтметра. Усреднение и сглаживание помехи эффективно осуществляется в интегрирующих вольтметрах, обладающих повышенным коэффициентом подавления помех известной частоты (например, промышленной частоты 50 Гц). Ославление помех в вычислительных микропроцессорных вольтметрах реализуют программным методом с использованием алгоритмов цифровой фильтрации.

По способу воздействия на вход вольтметра помехи делят на два типа:

- помеха нормального вида  $E_{н. в}$  («поперечная» помеха). Она проникает непосредственно на входные клеммы вольтметра;
- помеха общего вида  $E_{о. в}$  («продольная» помеха). Она возникает из-за разности потенциалов корпусов источника сигнала и вольтметра.

На рис. 1.6 представлена упрощенная схема подключения вольтметра к источнику измеряемого напряжения с помощью экранированного кабе-

ля, имеющего ненулевые сопротивления сигнального ( $r_1$ ) и общего ( $r_0$ ) проводов.

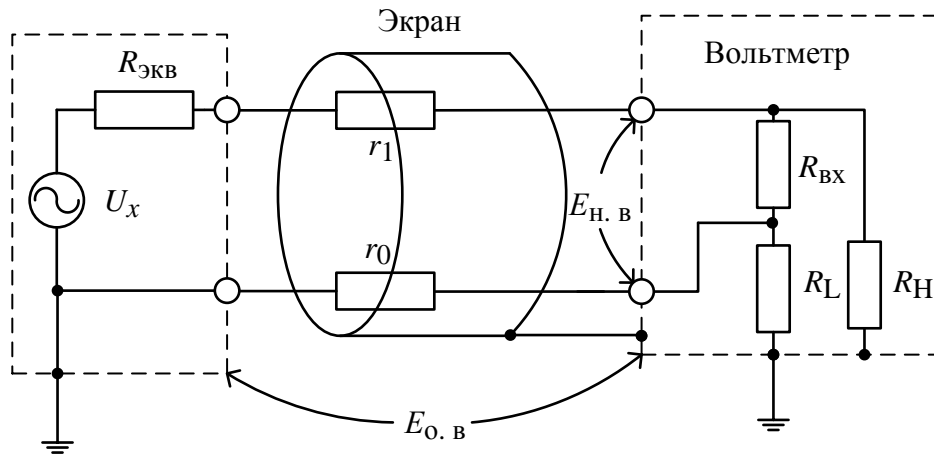


Рис. 1.6. Схема соединения вольтметра с источником измеряемого напряжения

Источник измеряемого напряжения (объект исследования) обычно имеет соединение между корпусом (экраном) и общим проводом. Высокочувствительные вольтметры имеют три клеммы для подключения к объекту: клеммы сигнального провода, общего провода и корпуса. В некоторых приборах используют дополнительный внутренний экран вольтметра с отдельной клеммой. Корпус вольтметра имеет гальваническую развязку между общим проводом, которая характеризуется сопротивлением утечки  $R_L$ . Сигнальный провод также имеет конечное сопротивление утечки  $R_H$ .

Влияние *помехи общего вида* зависит от параметров соединения. Эта помеха представляет собой напряжение  $E_{о.в}$ , наводимое между корпусами источника и вольтметра. Значение данного напряжения на входе вольтметра  $U_{о.в}$  (на входном сопротивлении  $R_{вх}$ ) равно:

$$U_{о.в} \cong \left( \frac{R_H}{r_1 + R_H} - \frac{R_L}{r_0 + R_L} \right) E_{о.в}.$$

Как видим, при равных сопротивлениях проводов  $r_0$  и  $r_1$  и одинаковых сопротивлениях утечки помеха общего вида на вход вольтметра не попадает. В этом случае клеммы вольтметра равнозначны. На практике, однако, одинаковые сопротивления кабеля обеспечить не удастся, входные клеммы прибора имеют различные сопротивления утечки. Клемму, имеющую большее сопротивление утечки, выбирают сигнальной (высокопотенциальной) и обозначают буквой Н (*High*). Другую клемму, с меньшим со-

противлением утечки, – общей (низкопотенциальной). Ее обозначают буквой  $L$  (*Low*). Тогда при  $R_H \gg R_L$  формула для расчета напряжения помехи общего вида упрощается:

$$U_{о. в} \cong \left( \frac{r_0}{R_L} \right) E_{о. в}.$$

Видно, что для снижения влияния помехи общего вида надо увеличивать сопротивление утечки  $R_L$ , тщательно изолируя общий провод вольтметра от экрана прибора. Требуется также уменьшать сопротивление общего провода  $r_0$ . Обычно для этого используют оплетку коаксиального кабеля. Нельзя соединять общий провод вольтметра и его корпус – это приводит к увеличению помехи на входе!

Коэффициент ослабления помехи общего вида  $CMR$  (*common mode rejection*), дБ, определяют отношением максимального значения напряжения помехи  $E_{о. в}$  к погрешности измерения  $\Delta U_{изм}$ , вызванной этой помехой:

$$CMR = 20 \lg \left( \frac{E_{о. в}}{\Delta U_{изм}} \right) \cong 20 \lg \left( \frac{R_L}{r_0} \right).$$

Помеха *нормального вида* попадает непосредственно на вход вольтметра, складываясь с измеряемым напряжением (аддитивная помеха). Для уменьшения данной помехи требуется тщательная экранировка соединительных проводов и фильтрация помехи в самом вольтметре. При известной частоте помехи используют узкополосные режекторные фильтры.

Если частота помехи  $f_{\Pi}$  неизвестна или сигнал помехи непериодичен, то используют интегрирующие вольтметры. Рассмотрим влияние гармонической помехи нормального вида с произвольной начальной фазой  $\varphi_{\Pi}$  на вольтметр постоянного тока. Входное напряжение вольтметра представим в виде

$$U_{вх} = U_x + E_{н. в} \sin (2\pi f_{\Pi} t + \varphi_{\Pi}).$$

Интегрирующий вольтметр реагирует на среднее значение помехи:

$$\begin{aligned} \overline{E_{н. в}} &= \frac{1}{T} \int_0^T E_{н. в} \sin (2\pi f_{\Pi} t + \varphi_{\Pi}) dt = \frac{E_{н. в}}{2\pi f_{\Pi} T} (\cos \varphi_{\Pi} - \cos (2\pi f_{\Pi} T + \varphi_{\Pi})) = \\ &= E_{н. в} \frac{\sin (\pi f_{\Pi} T)}{\pi f_{\Pi} T} \sin (\pi f_{\Pi} T + \varphi_{\Pi}). \end{aligned}$$

Максимальное значение напряжения помехи после интегрирования равно:

$$\left(\overline{E_{н. в}}\right)_{\max} = E_{н. в} \frac{\sin(\pi f_{п} T)}{\pi f_{п} T}.$$

Отсюда коэффициент ослабления нормальной помехи NMR (*normal mode rejection*) можно записать в виде

$$\text{NMR} = 20 \lg \left( \frac{E_{н. в}}{\left(\overline{E_{н. в}}\right)_{\max}} \right) \cong 20 \lg \left( \frac{\pi f_{п} T}{\sin(\pi f_{п} T)} \right).$$

График зависимости коэффициента ослабления помехи NMR от частоты помехи при времени интегрирования 0.1 мс приведен на рис. 1.7.

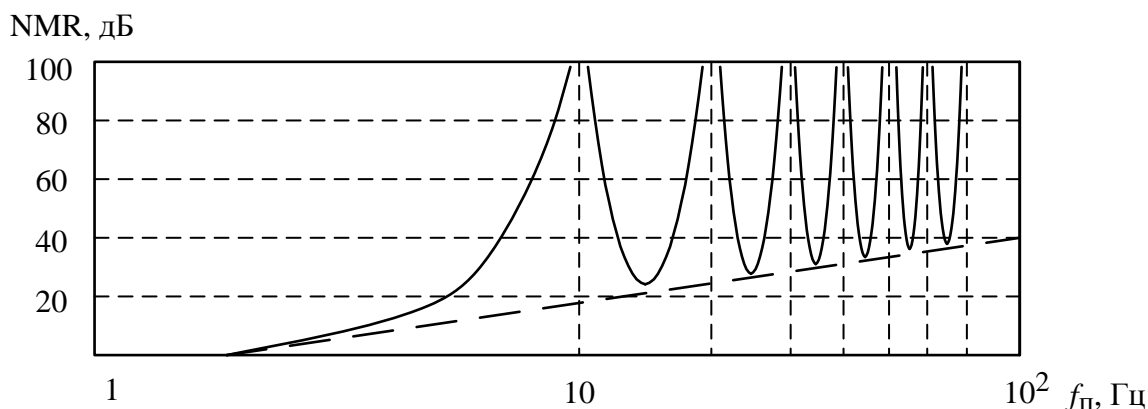


Рис. 1.7. Коэффициент ослабления помехи в зависимости от ее частоты

Из рис. 1.7 видно, что на частотах, кратных 10 Гц, подавление помехи максимально. Интегрирующий вольтметр на этих частотах практически не реагирует на помеху нормального вида.

### 1.5. Измерение постоянного напряжения

Приборы для измерения постоянного напряжения принято называть вольтметрами постоянного тока. Наиболее простые приборы такого типа – электромеханические амперметры (чаще всего магнитоэлектрического типа) с добавочным резистором. Ток через прибор пропорционален напряжению на входе, поэтому такие приборы градуируют непосредственно в вольтах. Переключая резисторы, можно менять пределы измерения напряжения. Вольтметры такого типа имеют равномерную шкалу, обладают достаточно высокой чувствительностью и точностью (класс точности может достигать 0.05...0.1), широким диапазоном измерения (от микровольт до тысяч вольт), не требуют дополнительных источников питания. Однако

они не могут обеспечить большого входного сопротивления. Например, при использовании микроамперметра с током полного отклонения 1 мкА вольтметр с пределом измерения напряжения 1 мВ будет иметь входное сопротивление порядка 1 кОм.

В практических применениях наиболее широко используют электронные вольтметры. Они содержат, кроме ступенчатого аттенюатора и сглаживающего фильтра низкой частоты (ФНЧ), усилитель постоянного тока (УПТ) и электромеханический прибор – индикатор (рис. 1.8).

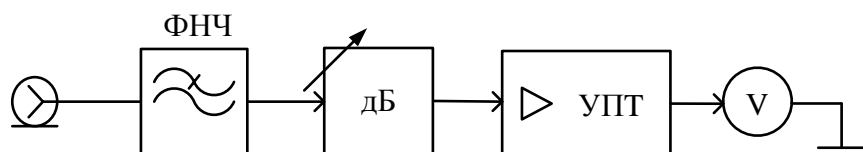


Рис. 1.8. Структурная схема вольтметра постоянного тока

Входной фильтр служит для подавления помех. Этот фильтр иногда делают с эллиптической характеристикой, настроенной на подавление сигналов с частотой, кратной 50 Гц. Дискретный калиброванный аттенюатор служит для переключения диапазонов измерения. Обычно дискрет аттенюатора выбирают 10 дБ. Главный блок электронного вольтметра – усилитель постоянного тока, который является масштабным преобразователем постоянного напряжения. Он должен иметь большое входное сопротивление и стабильный коэффициент преобразования  $K_{УПТ}$ . В качестве УПТ используют интегральные операционные усилители, охваченные петлей отрицательной обратной связи. Это позволяет обеспечить стабильность коэффициента преобразования. Входное сопротивление таких усилителей может достигать десятков и даже сотен мегаом, коэффициент преобразования (усиления) без обратной связи – сотен тысяч мегаом.

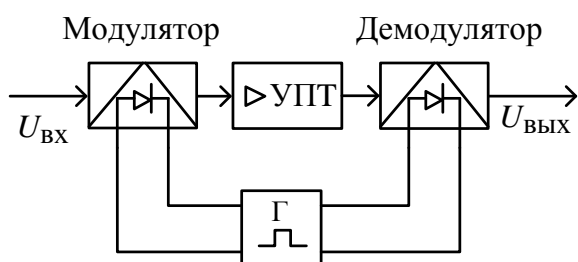


Рис. 1.9. УПТ типа «модулятор–демодулятор»

Для УПТ характерен дрейф нуля, т. е. появление ненулевого напряжения на выходе при замкнутом входе усилителя. Дрейф может быть вызван нестабильностью питающих напряжений и влиянием температуры. Дрейф порождает систематическую и случайную погрешности измерения по-

стоянного напряжения. Для устранения дрейфа используют стабилизацию питания и особую конструкцию усилителя «модулятор–демодулятор» (рис. 1.9).

Входное постоянное напряжение УПТ с помощью электронного ключа-модулятора преобразуется в переменное типа «меандр». Размах меандра равен входному напряжению. Меандр увеличивается по амплитуде с помощью усилителя переменного тока, нечувствительного к дрейфу нуля. Выходное переменное напряжение детектируется (выпрямляется) с помощью синхронного детектора (демодулятора). УПТ такого типа имеет на порядок меньший дрейф и высокую температурную стабильность параметров.

В аналоговых электронных вольтметрах используют стрелочные индикаторы (магнитоэлектрические миллиамперметры). Для удобства отсчета на индикаторе предусматривают две шкалы: одна кратна 10, вторая – 3. В зависимости от положения аттенюатора отсчет результата проводят либо по одной шкале, либо по другой. Для относительных измерений предусматривают третью шкалу – в логарифмическом масштабе, дБ. В настоящее время аналоговые вольтметры постоянного тока практически полностью заменены цифровыми приборами, которые будут рассмотрены далее.

### 1.6. Измерение переменного напряжения

Для измерения переменного напряжения (чаще всего гармонического) используют вольтметры переменного тока. Структурная схема такого прибора аналогична вольтметру постоянного тока, но в нее добавлен преобразователь переменного напряжения (детектор) (рис. 1.10).

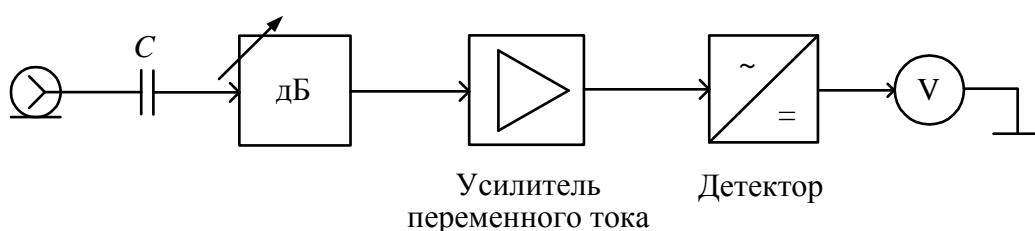


Рис. 1.10. Структурная схема вольтметра переменного тока

Входной сигнал через разделительный конденсатор  $C$  подают на аттенюатор и широкополосный усилитель переменного тока. Выходной усиленный сигнал поступает на детектор. Последний выполняет функцию преобразования переменного напряжения в постоянное, которое затем подают на стрелочный индикатор. Вид измеряемого значения напряжения определяется типом детектора. Входное сопротивление и чувствительность прибора зависят от свойств усилителя.

Такая схема электронного вольтметра (типа «усилитель–детектор») обеспечивает высокую чувствительность, но ограничивает рабочий диапазон частот полосой пропускания усилителя, поэтому в высокочастотных вольтметрах переменного тока детектор ставят в качестве первичного измерительного преобразователя (датчика). Такую структурную схему называют «детектор–усилитель». Сигнал после детектора подают на УПТ, далее – на индикатор. Данные вольтметры из-за нелинейности характеристики детектора в области малых напряжений не обеспечивают высокой чувствительности.

Вольтметры *средневыпрямленного значения* – это приборы, детектор которых должен осуществлять следующее преобразование входного сигнала:

$$u(t) \rightarrow |u(t)| \rightarrow \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt .$$

Операцию взятия модуля сигнала осуществляет одно- или двухполупериодный выпрямитель. На рис. 1.11 представлена схема простого двухполупериодного детектора, который используют как в электромеханических, так и в электронных вольтметрах переменного тока.

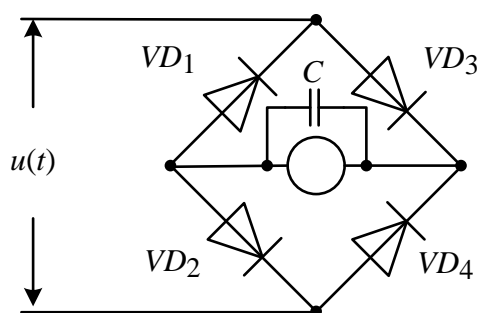


Рис. 1.11. Детектор средневыпрямленных значений

Для анализа работы детектора считаем, что у диодов кусочно-линейная вольт-амперная характеристика (ВАХ). Сопротивление диодов зависит от приложенного напряжения: при положительном оно мало ( $R_{VD}^+$ ) – диод открыт; при отрицательном – велико ( $R_{VD}^- \gg \gg R_{VD}^+$ ) – диод заперт. Из схемы видно,

что при положительной полуволне сигнала ток протекает через диоды  $VD_2$  и  $VD_3$ , при отрицательной – через  $VD_1$  и  $VD_4$ . Через индикатор протекает ток только в одном направлении. Таким образом, диодная схема позволяет выполнить операцию выпрямления (взятия модуля). Усреднение тока выполняется магнитоэлектрическим прибором. Для увеличения постоянной интегрирования прибор шунтируют конденсатором  $C$ .

Реальная ВАХ диодов в области малых напряжений отличается от линейной. Это искажает форму выпрямленного тока и приводит к возрастанию погрешности показаний (нарушается градуировка шкалы). Кроме то-



го, на погрешность преобразования влияют температурная зависимость параметров диодов и их нестабильность. Для увеличения линейности детектора в электронных вольтметрах используют детекторы с отрицательной обратной связью (ООС) по напряжению (рис. 1.12).

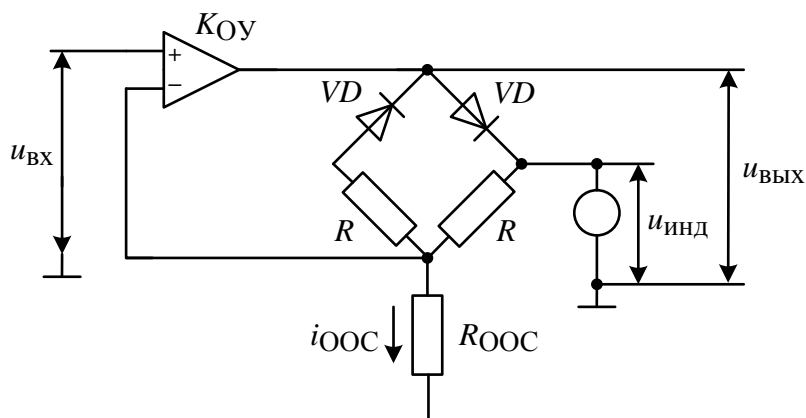


Рис. 1.12. Схема детектора средневыпрямленных значений с ООС

Операционный усилитель (ОУ) охвачен ООС через резистор  $R_{ООС}$ . Мгновенное значение выходного напряжения ОУ равно:

$$u_{\text{ВЫХ}} = K_{\text{ОУ}} (u_{\text{ВХ}} - i_{\text{ООС}} R_{\text{ООС}}) = i_{\text{ООС}} (R_{\text{VD}}^+ + R + R_{\text{ООС}}),$$

где  $K_{\text{ОУ}}$  – коэффициент усиления операционного усилителя,  $i_{\text{ООС}}$  – ток через резистор обратной связи,  $R_{\text{ООС}}$  – сопротивление резистора обратной связи,  $R$  – сопротивление резистора моста. При большом коэффициенте усиления:

$$i_{\text{ООС}} = \frac{K_{\text{ОУ}} u_{\text{ВХ}}}{R_{\text{VD}}^+ + R + R_{\text{ООС}} (1 + K_{\text{ОУ}})} \approx \frac{u_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ООС}}}.$$

Напряжение на индикаторе будет разным (в зависимости от полярности входного напряжения):

$$u_{\text{Инд}} = \begin{cases} i_{\text{ООС}} (R + R_{\text{ООС}}), & u_{\text{ВХ}} \geq 0; \\ i_{\text{ООС}} (R_{\text{ООС}}), & u_{\text{ВХ}} < 0. \end{cases}$$

Постоянная составляющая тока через индикатор при гармоническом входном сигнале будет пропорциональна:

$$I_{\text{ср. инд}} \equiv \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_{m \text{ ООС}} (R + R_{\text{ООС}}) \sin \left( 2\pi \frac{t}{T} \right) dt + \frac{1}{T} \int_{T/2}^T I_{m \text{ ООС}} R_{\text{ООС}} \sin \left( 2\pi \frac{t}{T} \right) dt = \frac{U_{m \text{ ВХ}} R}{\pi R_{\text{ООС}}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{R}{R_{\text{ООС}}} U_{\text{ВХ}},$$

где  $I_m$  ООС и  $U_{m\text{ вх}}$  – амплитудные значения тока через резистор обратной связи и напряжения на входе ОУ соответственно. Отметим, что на показания не влияют свойства усилителя и сопротивление диодов. Поскольку на диоды подается большое напряжение, влияние нелинейности начального участка ВАХ минимально.

Схема детектора средневыпрямленных значений содержит много элементов. Паразитные параметры, перекрестные связи между компонентами схемы ограничивают рабочую полосу частот. Они применяются для переменных напряжений относительно низких частот (до единиц мегагерц).

Для измерения параметров напряжения произвольной формы используют *вольтметры среднеквадратических значений*. Например, для исследования шумовых свойств радиоустройств требуется измерять среднеквадратическое значение случайных сигналов. Другие типы вольтметров для этой цели непригодны.

Детектор вольтметров среднеквадратических значений должен осуществлять такую цепочку преобразований:

$$u(t) \rightarrow (u(t))^2 \rightarrow \frac{1}{T} \int_0^T (u(t))^2 dt \rightarrow \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (u(t))^2 dt}.$$

Наиболее сложная часть преобразования – возведение в квадрат напряжения произвольной формы. В детекторах, работающих на высоких и сверхвысоких частотах (СВЧ), для этого используют полупроводниковые диоды с квадратичной ВАХ. Однако ширина квадратичного участка у диодов мала и динамический диапазон таких приборов невелик.

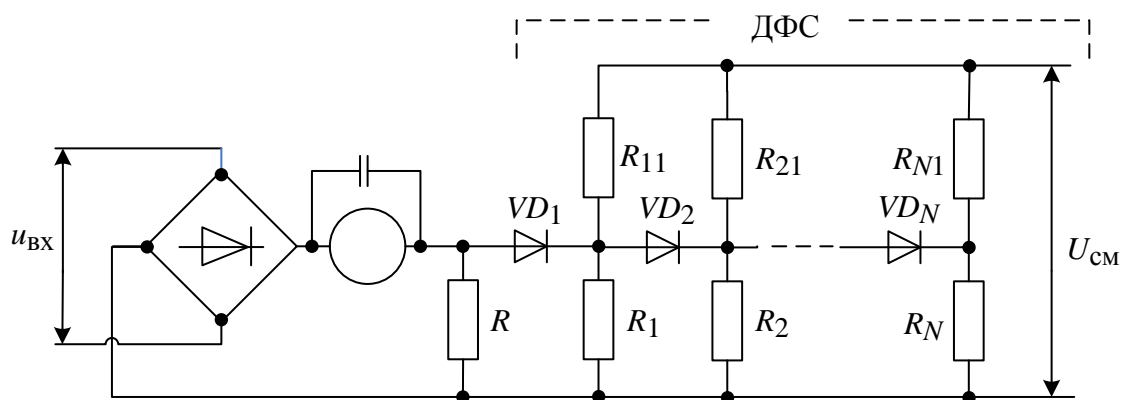


Рис. 1.13. Схема детектора среднеквадратических значений с ДФС

Лучший динамический диапазон имеет детектор с *диодной функциональной схемой (ДФС)*. На рис. 1.13 представлен вариант детектора, в ко-

тором с помощью ДФС реализован эквивалент нелинейного резистора с квадратичной зависимостью проводимости.

На входе детектора ставят двухполупериодный выпрямитель, который делает сигнал однополярным. На ДФС подается постоянное напряжение смещения  $U_{см}$ . Оно через резистивные делители напряжения поступает на диоды и в исходном состоянии их запирает. Например, диод  $VD_1$  заперт напряжением:

$$U_1 = \frac{U_{см}R_1}{R_1 + R_{11}}.$$

При  $u_{вх} < U_1$  ток через индикатор (магнитоэлектрический миллиамперметр) определяется сопротивлением резистора  $R$ . При  $u_{вх} > U_1$  диод отпирается, тогда ток через прибор возрастает за счет шунтирования резистора  $R$  параллельно подключенным к нему (через открытый диод) резистором  $R_1$ . Влиянием резистора  $R_{11}$  можно пренебречь, так как обычно выбирают  $R_{11} \gg R_1$ . Второй диод  $VD_2$  в этот момент заперт напряжением:

$$U_2 = \frac{U_{см}R_2}{R_2 + R_{21}} > U_1.$$

При возрастании  $u_{вх} > U_2$  отпирается и второй диод. Ток определяется уже тремя параллельно соединенными резисторами. Соответствующим подбором запирающих напряжений  $U_N$  всех диодных цепочек и резисторов  $R_N$  последовательно строится кусочно-линейная аппроксимация квадратичной ВАХ детектора.

Операция усреднения производится магнитоэлектрическим прибором, зашунтированным конденсатором. Последнее преобразование – извлечение квадратного корня – выполняется соответствующей градуировкой шкалы индикатора, которая для данного детектора получается неравномерной.

Достоинство детектора с ДФС – большой динамический диапазон входных сигналов. Недостатками являются сложность схемы, трудность ее настройки, нелинейность шкалы, ограниченный частотный диапазон (не более нескольких мегагерц).

В широкополосных вольтметрах переменного тока нашли применение *термоэлектрические преобразователи*. Детектор таких вольтметров представляет собой термоэлектрический конвертер переменного напряжения в постоянное. Термопреобразователь состоит из термопары и нагревателя. Термопара представляет собой спай двух металлов (например, висмут–

сурьма). При нагреве спая на противоположных концах образуется термо-ЭДС  $E_t$ , пропорциональная разности температур холодного ( $t_1^0$ ) и горячего ( $t_2^0$ ) концов. Исследуемое напряжение подают (после усиления) на нагреватель, расположенный около спая термопары. Повышение температуры пропорционально средней мощности сигнала – квадрату среднеквадратического значения. Нагрев спая обратно пропорционален  $R_t$  – тепловому сопротивлению контакта «подогреватель–термопара». ТермоЭДС, в свою очередь, функционально связана с разностью температур. Таким образом, термопреобразователь выполняет цепочку операций:

$$u(t) \rightarrow P = \frac{1}{T} \int_0^T (u(t))^2 dt \rightarrow \frac{U^2}{R_h} \rightarrow (t_2^0 - t_1^0) / R_t \rightarrow E_t = K_t (t_2^0 - t_1^0) = \frac{K_t}{R_h R_t} U^2,$$

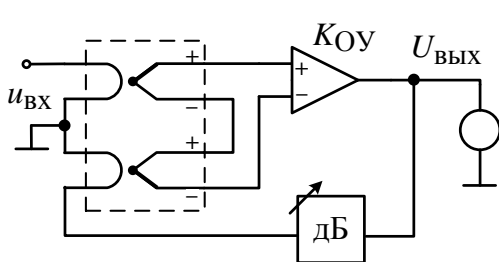


Рис. 1.14. Схема термоэлектрического детектора с отрицательной обратной связью

где  $R_h$  – сопротивление подогревателя;  $K_t$  – коэффициент преобразования термопары (ее чувствительность).

ТермоЭДС пропорциональна квадрату среднеквадратического значения измеряемого сигнала. Ее измеряют вольтметром постоянного тока. В электронных вольтметрах термоэлектрического типа часто используют схему с ООС, позволяющую линеаризовать шкалу вольтметра (рис. 1.14). В таком детекторе применяют пару одинаковых термопреобразователей, включенных встречно. Разностное напряжение термоЭДС подают на вход ОУ с большим коэффициентом усиления  $K_{OU}$ . Выходное напряжение детектора равно:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{K}{R_h R_t} (U_{\text{ВХ}}^2 - U_{\text{ВЫХ}}^2 K_{\text{АТ}}^2),$$

где  $K_{\text{АТ}}$  – коэффициент передачи аттенюатора обратной связи. При большом коэффициенте усиления ( $K_{OU} \gg 1$ ) выходное напряжение линейно зависит от среднеквадратического значения входного сигнала:

$$U_{\text{ВЫХ}} \cong \frac{U_{\text{ВХ}}}{K_{\text{АТ}}}.$$

На погрешность вольтметра влияют прогрев холодных спаев термопары при длительной работе вольтметра, старение термоэлемента. На вы-

соких частотах на точность оказывают воздействие поверхностный эффект в проводниках и электрическая связь между нагревателем и термопарой. Превышение напряжения может вывести термоэлемент из строя. Особенностью термоэлектрических преобразователей является их инерционность, которая может составлять десятки миллисекунд. Детектор с термопреобразователем имеет широкую рабочую полосу частот. Она ограничена конструктивным исполнением термопреобразователя.

Для построения детекторов среднеквадратического значения широко используют аналоговые функциональные элементы – квадраторы и логарифмирующие усилители. В качестве примера рассмотрим схему среднеквадратического детектора, использующего логарифмические преобразования сигнала (рис. 1.15).

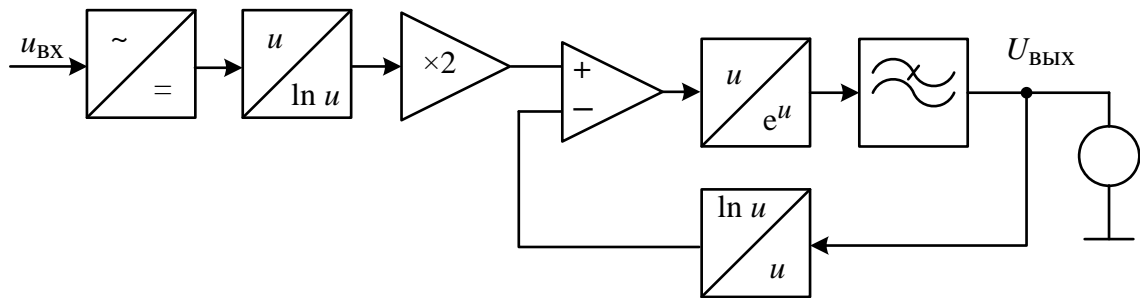


Рис. 1.15. Схема среднеквадратического детектора с логарифмическими преобразователями

В детекторе реализуется следующая цепочка функциональных преобразований входного сигнала:

$$\begin{aligned}
 u(t) &\rightarrow |u(t)| \rightarrow \ln |u(t)| \rightarrow 2\ln |u(t)| \rightarrow \ln (u^2(t)) - \ln U = \ln \left( \frac{u^2(t)}{U} \right) \rightarrow \\
 &\rightarrow \exp \left( \ln \left( \frac{u^2(t)}{U} \right) \right) = \frac{u^2(t)}{U} \rightarrow \frac{1}{UT} \int_0^T (u(t))^2 dt = U.
 \end{aligned}$$

Сначала сигнал выпрямляется и логарифмируется. Затем масштабный усилитель умножает его на два, что эквивалентно возведению в квадрат исходного напряжения. Дифференциальный усилитель вычитает из логарифма квадрата напряжения логарифм выходного напряжения детектора  $U$ . Это эквивалентно делению квадрата напряжения на выходное напряжение. Осуществляя операцию антилогарифмирования и усредняя результат интегратором (ФНЧ), на выходе детектора получаем постоянное напряжение, равное сред-

неквадратическому значению входного сигнала. Такой детектор обеспечивает широкий динамический диапазон и высокую точность преобразования. Его частотные свойства определяются широкополосностью элементов схемы.

Отметим особенности измерения среднеквадратического значения шумовых сигналов. Они часто имеют высокий пик-фактор и широкий частотный спектр, поэтому для измерения необходимо применять широкополосные вольтметры с расширенным динамическим диапазоном. Для лучшего сглаживания таких сигналов увеличивают постоянную времени детектора.

Рассмотрим *вольтметры амплитудного значения* (импульсные вольтметры). Их используют для измерения пикового значения импульсов, спектр которых может быть весьма широк, поэтому такие приборы должны иметь большой рабочий диапазон частот (десятки и сотни мегагерц). Вольтметр амплитудного значения в большинстве случаев реализуют по схеме «детектор–усилитель», представленной на рис. 1.16.

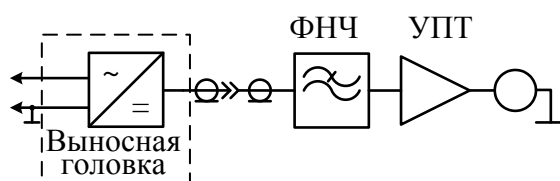


Рис. 1.16. Структурная схема амплитудного вольтметра типа «детектор–усилитель»

Амплитудный детектор располагают в выносной детекторной головке, соединенной с базовым блоком коаксиальным кабелем. Головка подключается непосредственно в точку измерения напряжения. Выходное напряжение детектора, пропорциональ-

ное амплитудному значению сигнала, подают на базовый блок, который фактически является электронным вольтметром постоянного тока. Выносная конструкция детектора обеспечивает большое входное сопротивление и малую входную емкость вольтметра, исключается влияние соединительного кабеля на результаты измерения.

Рассмотрим две схемы амплитудных детекторов – с «открытым» и «закрытым» входами (рис. 1.17, а, б). Будем считать, что ВАХ диода  $VD$  аппроксимируется ломаной линией:

$$i_{VD}(u_{VD}) = \begin{cases} u_{VD}/R_{VD}^+, & u_{VD} \geq 0; \\ u_{VD}/R_{VD}^- \approx 0, & u_{VD} < 0. \end{cases}$$

При  $R_{VD}^- \gg R_{VD}^+$  диод представляет собой переключатель, управляемый напряжением. Рассмотрим работу амплитудного детектора с открытым входом при гармоническом сигнале на входе (рис. 1.17, а).

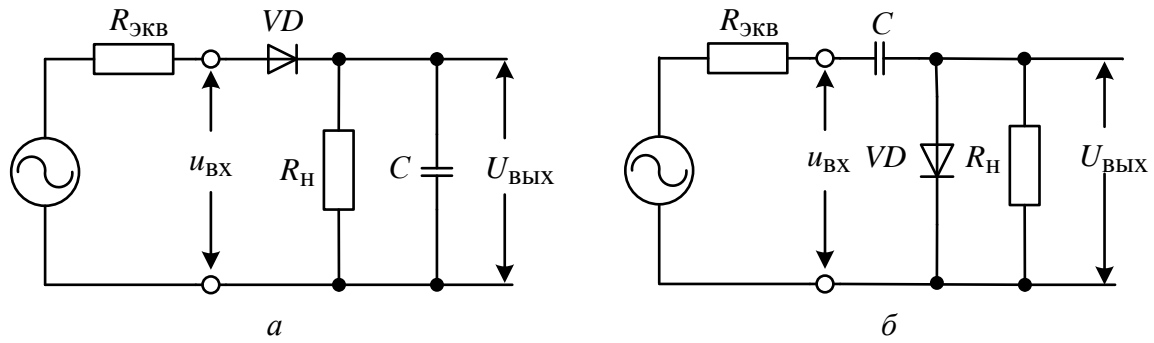


Рис. 1.17. Амплитудный детектор:  
 а – с открытым входом; б – с закрытым входом

При положительной полуволне напряжения входного сигнала диод открывается и заряжает конденсатор  $C$  практически до амплитуды (рис. 1.18, а).

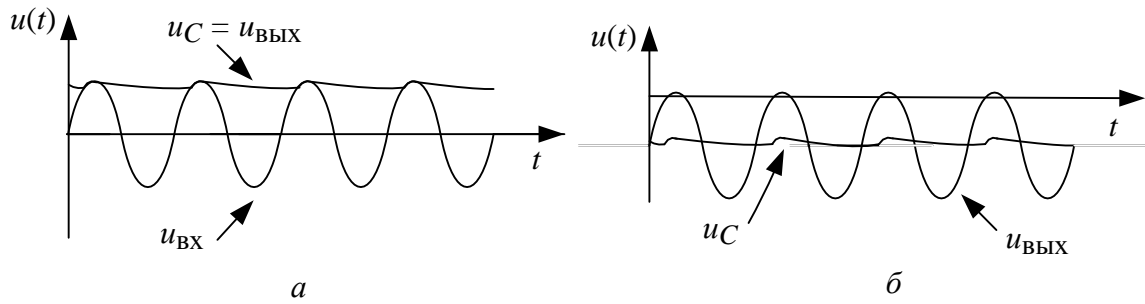


Рис. 1.18. Временные диаграммы напряжений амплитудного детектора:  
 а – с открытым входом; б – с закрытым входом

Постоянная заряда конденсатора при малом сопротивлении открытого диода и большом сопротивлении нагрузки  $R_H$  невелика:

$$\tau^+ \cong C(R_{VD}^+ + R_{ЭКВ}),$$

где  $R_{ЭКВ}$  – выходное сопротивление источника сигнала. При уменьшении входного напряжения разность потенциалов на диоде становится отрицательной и он закрывается. Конденсатор  $C$  начинает медленно разряжаться с большой постоянной времени:

$$\tau^- = C\left(\left(R_{VD}^- + R_{ЭКВ}\right) \parallel R_H\right).$$

Следующая положительная полуволна синусоиды подзаряжает конденсатор опять до амплитудного значения. Таким образом, напряжение на конденсаторе (на выходе детектора) будет практически постоянно и близко к измеряемой амплитуде входного сигнала. Детектор работает как элемент памяти – он запоминает максимальное значение входного сигнала. Форма сигнала при этом не имеет особого значения.

При измерении пиковых значений сигналов детектор с открытым входом использовать неудобно. Дело в том, что при наличии в сигнале постоянной составляющей (например, напряжения смещения, питания) детектор будет показывать сумму амплитуды и постоянного напряжения. Для измерения только переменной составляющей используют схему детектора с закрытым входом (рис. 1.17, б). Она отличается от первой схемы переставленными конденсатором и диодом. Заряд конденсатора происходит по той же цепи с малой постоянной времени:

$$\tau^+ \cong C \left( R_{VD}^+ + R_{\text{ЭКВ}} \right).$$

Разряд же конденсатора проходит через сопротивление источника, большое сопротивление нагрузки и сопротивление закрытого диода:

$$\tau^- = C \left( R_{\text{ЭКВ}} + \left( R_{VD}^- \parallel R_{\text{Н}} \right) \right).$$

Напряжение на сопротивлении нагрузки  $u_{\text{Н}}(t)$  детектора представляет собой разность входного напряжения  $u_{\text{ВХ}}(t)$  и напряжения на конденсаторе  $u_{\text{С}}(t)$  (рис. 1.18, б); имеет вид синусоиды, смещенной в область отрицательных значений примерно на значение амплитуды. Среднее значение этого сигнала, выделяемого фильтром низких частот базового блока, дает постоянное выходное напряжение, приближенно равное  $U_{\text{ВЫХ}} \cong U_m$ .

При измерении амплитуды импульсного сигнала работа детектора аналогична рассмотренной ранее. Напряжение на конденсаторе достигает пикового значения и сохраняет его в течение длительности импульса. Затем конденсатор медленно разряжается до прихода следующего импульса. Напряжение на нагрузке детектора имеет вид импульсов, смещенных вниз на значение их амплитуды (рис. 1.19). Постоянная составляющая такого сигнала в общем случае отличается от его амплитуды. Она соответствует положительному пиковому напряжению  $U_m^+$ , т. е. максимальному значению сигнала относительно нуля. Для того чтобы измерить полную амплитуду (размах) импульса,

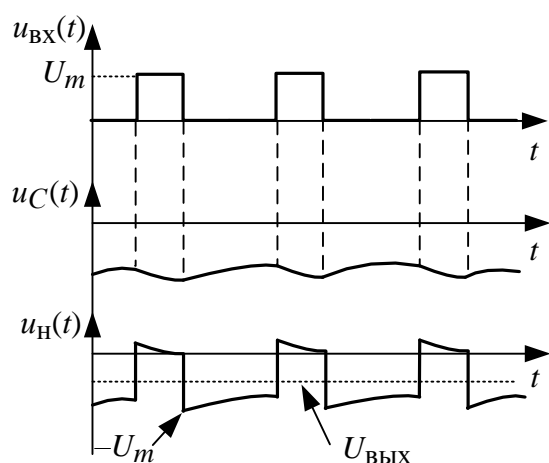


Рис. 1.19. Диаграммы напряжений пикового детектора при импульсном сигнале на входе

конденсатор медленно разряжается до прихода следующего импульса. Напряжение на нагрузке детектора имеет вид импульсов, смещенных вниз на значение их амплитуды (рис. 1.19). Постоянная составляющая такого сигнала в общем случае отличается от его амплитуды. Она соответствует положительному пиковому напряжению  $U_m^+$ , т. е. максимальному значению сигнала относительно нуля. Для того чтобы измерить полную амплитуду (размах) импульса,



требуется измерить и отрицательное пиковое напряжение  $U_m^-$ . Делают это, переключая полярность входных импульсов детектора. Размах  $U_m$  тогда находят, суммируя положительное и отрицательное пиковые значения.

Рассмотрим причины появления погрешности преобразования амплитудного детектора:

- нелинейность ВАХ диода. Она сказывается при малых напряжениях сигнала. Для снижения ее влияния и повышения чувствительности приходится использовать усилитель перед детектором, что уменьшает рабочий диапазон частот;

- недостаточно большая постоянная разряда  $\tau^-$  для сигналов с большим интервалом повторения. Она вызывает заметный спад напряжения на конденсаторе и искажение формы выходного напряжения. Появляется систематическая погрешность преобразования. Для ее снижения увеличивают входное сопротивление нагрузки детектора (УПТ) и применяют диоды с большим обратным сопротивлением.

Для улучшения линейности детектора применяют схемы с нелинейной ООС (рис. 1.20). Для положительной полуволны входного сигнала напряжение на выходе инвертирующего операционного усилителя  $u_{\text{ВЫХ ОУ}} < 0$  и диод  $VD_1$  открыт. Усилитель охвачен глубокой ООС. Выходное напряжение при большом коэффициенте усиления  $K_{\text{ОУ}}$  близко к нулю. Второй диод  $VD_2$  в это время закрыт и заряд накопительного конденсатора практически не меняется. Для отрицательной полуволны наоборот – диод  $VD_1$  закрыт, а  $VD_2$  открыт. Выходное напряжение при этом будет равно:

$$u_{\text{ВЫХ ОУ}} = -\frac{R_2}{R_1} u_{\text{ВХ}}.$$

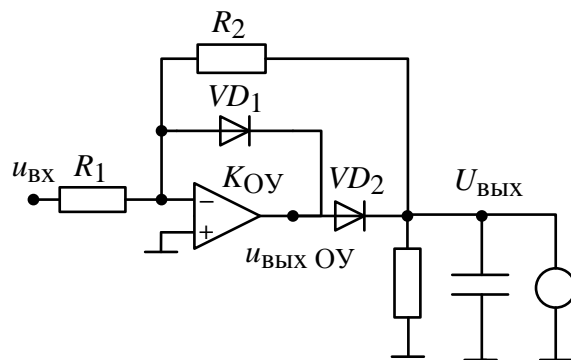


Рис. 1.20. Амплитудный детектор с нелинейной ООС

Конденсатор подзаряжается до максимального значения, пропорционального амплитуде входного сигнала (со знаком минус). В этой схеме диоды работают при большом значении напряжения, что снижает требования к линейности ВАХ.

## 2. ЦИФРОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ И МУЛЬТИМЕТРЫ

### 2.1. Структурные схемы цифровых вольтметров и их параметры

Цифровыми вольтметрами (ЦВ) называют приборы для измерения напряжения с цифровой индикацией результата. Процесс преобразования аналогового значения напряжения в цифровой код реализуется аналого-цифровым преобразователем прибора (АЦП). ЦВ обычно классифицируют по типу АЦП. Выделяют две группы: интегрирующие ЦВ и ЦВ мгновенных значений (рис. 2.1).

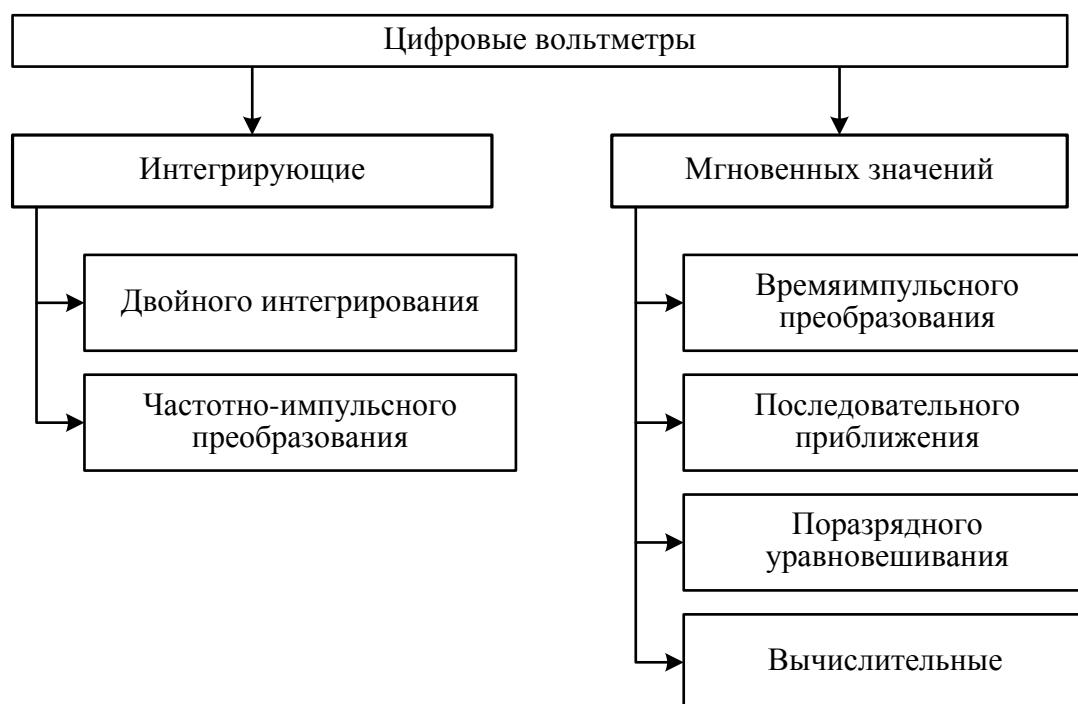


Рис. 2.1. Классификация цифровых вольтметров

Интегрирующие ЦВ определяют среднее напряжение за время усреднения (интегрирования). В таких вольтметрах используют относительно медленные АЦП, которые обеспечивают высокую помехоустойчивость приборов. ЦВ мгновенных значений измеряют мгновенное значение напряжения (один или несколько отсчетов входного сигнала). Эти вольтметры реагируют на помехи в момент измерения напряжения. Помехоустойчивость в этом случае обеспечивает фильтрация (сглаживание) входного напряжения. Современные вычислительные ЦВ с помощью быстродействующего АЦП позволяют получить большое количество отсчетов сигнала на входе, программным путем рассчитать требуемые параметры сигнала и отфильтровать помехи.

Достоинства ЦВ по сравнению с аналоговыми вольтметрами:

- высокая и заранее известная точность;
- широкий диапазон измерения напряжения, высокая чувствительность;
- отсутствие субъективной погрешности при отсчете результата;
- многофункциональность;
- простота автоматизации измерений;
- возможность подключения вольтметра к компьютеру, в измерительные системы.

К недостаткам ЦВ следует отнести относительную сложность схемы и дороговизну, ограниченную рабочую полосу частот и небольшое быстродействие. В ряде случаев ЦВ имеют низкую помехоустойчивость. Для ряда измерительных задач (поиск максимума, настройка и пр.) отсутствие аналогового индикатора в вольтметре усложняет работу с прибором. В некоторых моделях предусматривают отдельный шкальный индикатор уровня сигнала.

Структурная схема ЦВ общего применения включает в себя основные блоки электронного вольтметра постоянного тока. Вместо стрелочного индикатора на выходе предусмотрены АЦП и цифровое табло (рис. 2.2).

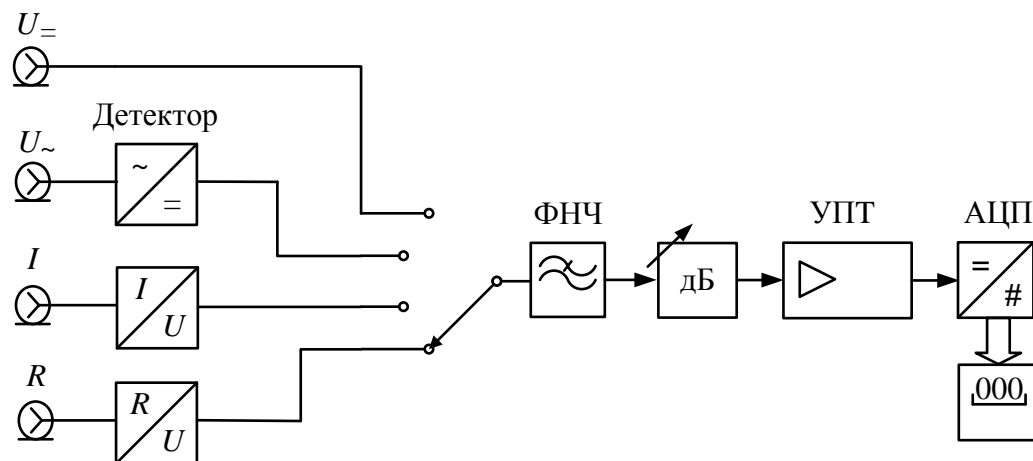


Рис. 2.2. Структурная схема цифрового вольтметра-мультиметра

Набор дополнительных измерительных преобразователей превращает прибор в многофункциональный *цифровой мультиметр*. Для измерения переменного напряжения в таких приборах используют аналоговые детекторы. В дешевых моделях применяют детекторы средневыпрямленного значения. Детекторы среднеквадратического значения применяют в мультиметрах, маркированных как «True RMS» (вольтметры для произвольной формы напряжения). Для измерения тока используют преобразование тока

в напряжение с помощью образцового резистора. В современных мультиметрах для измерения переменного тока широко применяют токовые клещи (Clamp meter). Они представляют собой разъемный захват, которым можно охватить проводник с измеряемым током. Магнитное поле тока наводит напряжение на обмотке клещей, которое измеряют вольтметром. Такая конструкция позволяет подключаться к исследуемой цепи без ее разрыва. Использование полупроводниковых датчиков Холла в токовых клещах позволяет производить измерение в цепях как постоянного, так и переменного тока в широком диапазоне частот.

В мультиметрах предусматривают режим омметра, в котором осуществляется преобразование  $R \rightarrow U$ . Принцип заключается в следующем: измеряемый резистор подключают к источнику образцового тока. Падение напряжения на нем пропорционально сопротивлению резистора. Это напряжение (постоянное или переменное) измеряет вольтметр. В мультиметрах высокого класса предусматривают режим измерения всех параметров катушек индуктивности, конденсаторов и резисторов. Мультиметры обычно снабжены простыми средствами для прозвона цепей со звуковой индикацией малого сопротивления, проверки диодов и транзисторов.

В микропроцессорных (вычислительных) вольтметрах используют аналого-цифровое преобразование выборки мгновенных значений входного сигнала. Структурная схема таких приборов не содержит аналоговых детекторов (рис. 2.3).

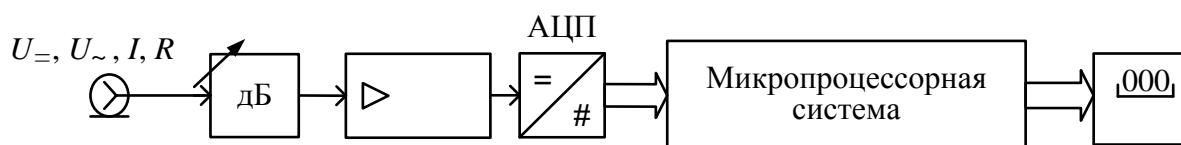


Рис. 2.3. Структурная схема вычислительного цифрового вольтметра

Программная обработка полученной выборки отсчетов позволяет рассчитать необходимое значение сигнала (среднее, среднеквадратическое и амплитудное), отфильтровать выбросы и помехи. Такой алгоритм измерения требует применения быстродействующих АЦП, однако он отличается высокой точностью.

ЦВ характеризуют рассмотренными ранее общими параметрами аналоговых вольтметров: диапазоном измерения напряжения, полосой рабочих частот, входным импедансом, временем измерения. Параметры, характерные для ЦВ:

- разрешающая способность (шаг квантования входного напряжения). Это изменение входного напряжения, которое способен различить ЦВ. Разрешающая способность задает минимальную погрешность измерения напряжения и порог чувствительности вольтметра. Обычно она соответствует единице младшего разряда результата измерения;

- разрядность ЦВ – это число десятичных знаков (разрядов) в результате, выводимом на отсчетное устройство. Например, разрядность 4 знака соответствует показаниям вольтметра в интервале 0000...9999. Если старший разряд неполный (например, может принимать значения 0 и 1), то говорят о дробной разрядности вольтметра. Так,  $3\frac{1}{2}$  разряда соответствует индикации результата в пределах 0000...1999,  $3\frac{3}{4}$  – 0000...3999.

Предел допускаемой основной и дополнительной погрешностей, %, согласно ГОСТ 14014–94 указывают в стандартном виде:

$$\delta = \pm \left( c + d \left( \frac{U_{\max}}{U_x} - 1 \right) \right).$$

Формула для погрешности включает мультипликативную и аддитивную части и учитывает как погрешности квантования, так и инструментальные погрешности АЦП (нелинейность преобразования, смещение нуля) и других блоков вольтметра.

Рассмотрим подробнее отдельные типы ЦВ.

## 2.2. Цифровые вольтметры времяимпульсного преобразования

Вольтметры данного типа используют АЦП, осуществляющее преобразования «напряжение – временной интервал – код». Принцип действия – сравнение измеряемого сигнала с эталонным линейно нарастающим напряжением. Структурная схема АЦП представлена на рис. 2.4.

Генератор линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН) вырабатывает эталонное напряжение  $u_1$ , угол наклона которого  $\alpha$  строго задан (рис. 2.5). Это напряжение подают на два компаратора, в которых происходит его сравнение с измеряемым  $U_x$  и нулевым опорным  $U_0$  напряжениями. На выходах компараторов образуются импульсы  $u_2$  и  $u_3$ . С помощью RS-триггера (Т) они преобразуются в строб-импульс  $u_4$ . Его длитель-

ность прямо пропорциональна измеряемому напряжению и обратно пропорциональна тангенсу угла наклона напряжения ГЛИН:

$$T_x = \left( \frac{U_x}{\text{tg } \alpha} \right).$$

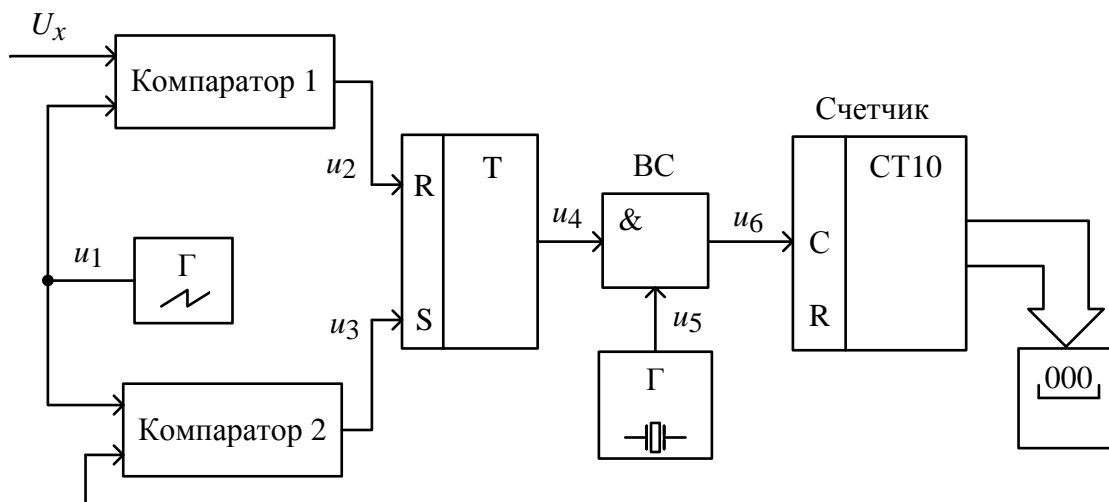


Рис. 2.4. Структурная схема АЦП времяимпульсного преобразования

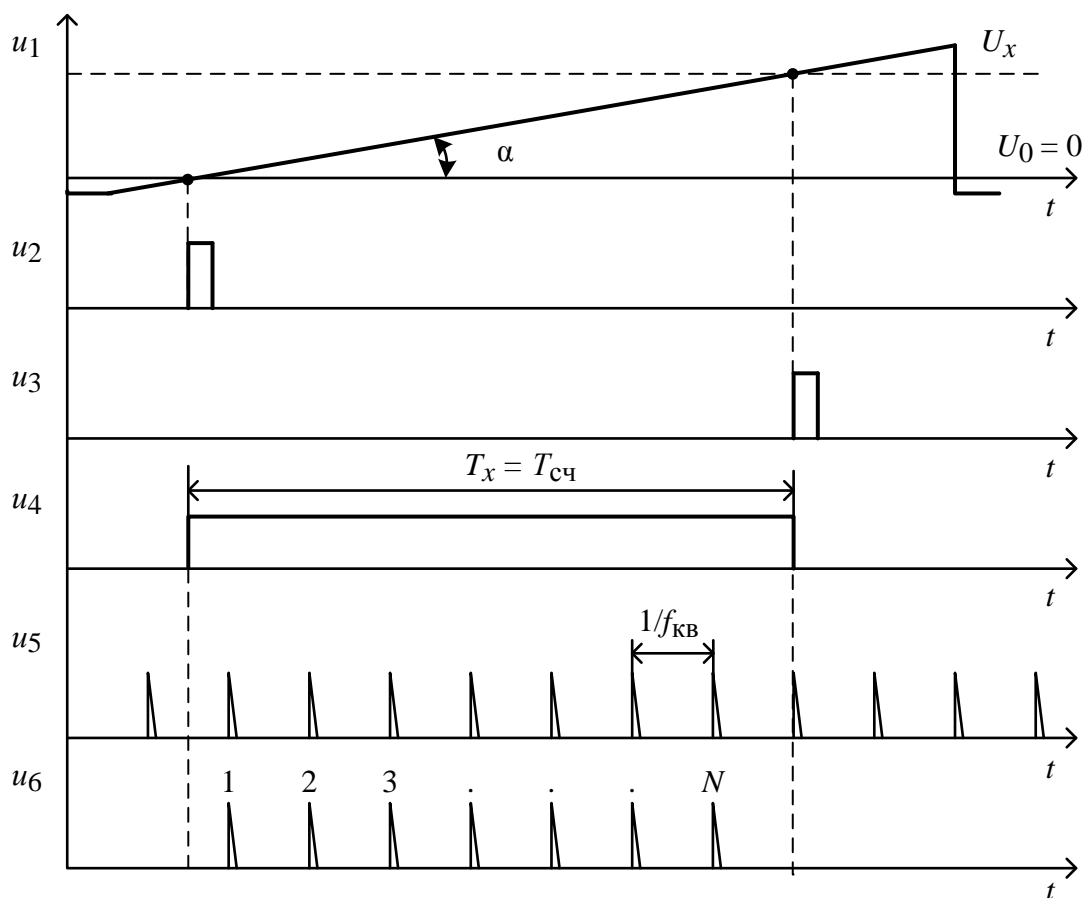


Рис. 2.5. Временные диаграммы АЦП времяимпульсного преобразования

Длительность  $u_4$  измеряется методом дискретного счета, который является основой работы электронно-счетных частотомеров и будет рассмотрен подробно далее. На временной селектор (ВС) подают короткие *счетные* импульсы  $u_5$  с частотой опорного кварцевого генератора  $f_{\text{кв}}$ . На второй вход селектора подают строб-импульс  $u_4$ . ВС работает как логическая схема «И», пропуская на вход С десятичного счетчика СТ10 импульсы кварцевого генератора только при наличии на входе ненулевого напряжения импульса  $u_4$ . Счетчик подсчитывает количество импульсов  $N$ , которое пропорционально длительности строб-импульса  $T_x = T_{\text{сч}}$ :

$$N \cong T_x f_{\text{кв}} = \frac{U_x}{\text{tg } \alpha} f_{\text{кв}}.$$

Выбирая частоту кварцевого генератора и тангенс угла наклона напряжения ГЛИН так, чтобы их отношение было равно  $10^k$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots$ , получаем совпадение показаний счетчика (с точностью до положения запятой) с измеряемым напряжением:

$$N \cong 10^k U_x.$$

После вывода результата счетчик сбрасывается в нулевое состояние импульсом, подаваемым на вход R. Вольтметр готов к следующему измерению.

Основными составляющими погрешности АЦП такого типа являются:

- непостоянство наклона и нелинейность напряжения ГЛИН;
- погрешности сравнения напряжений в компараторах;
- нестабильность кварцевого генератора счетных импульсов;
- погрешность дискретности.

Кроме того, на общую погрешность измерения напряжения влияют погрешности установки аттенюатора и нестабильность коэффициента передачи УПТ.

Из принципа действия следует, что ЦВ данного типа измеряют мгновенное значение напряжения. Помехи, попадающие на вход прибора, заметно влияют на его показания. Повысить помехоустойчивость можно, применяя сглаживающие фильтры на входе прибора, однако это приводит к увеличению времени измерения.

Вольтметры времяимпульсного преобразования просты и дешевы, имеют достаточно высокую точность. Основной их недостаток – низкая помехоустойчивость.

### 2.3. Цифровые вольтметры с двойным интегрированием

Интегрирующий вольтметр обладает повышенной помехоустойчивостью. В нем реализован принцип времяимпульсного преобразования. На выходе АЦП формируется прямоугольный импульс, длительность которого пропорциональна измеряемому напряжению. Однако преобразование (в отличие от предыдущего вида ЦВ) происходит с использованием *интегратора*. Это функциональный блок на операционном усилителе, обеспечивающий связь между входным  $u_{ВХ}$  и выходным  $u_{ВЫХ}$  напряжениями в виде

$$u_{ВЫХ}(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{ВХ}(t) dt,$$

где  $RC$  – постоянная времени интегратора. Знак «минус» отражает инвертирование сигнала операционным усилителем. Схема АЦП вольтметра с двойным интегрированием представлена на рис. 2.6.

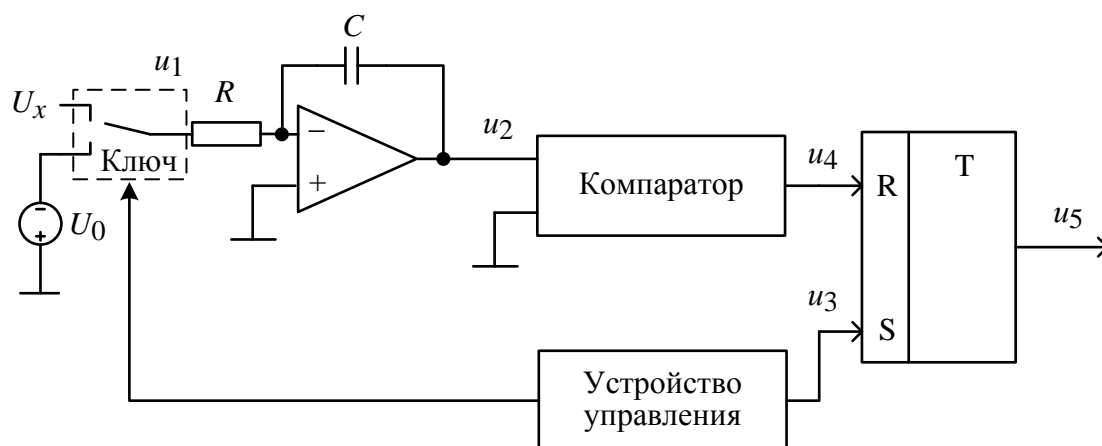


Рис. 2.6. Входная часть АЦП с двойным интегрированием

На вход интегратора с помощью электронного коммутатора последовательно подают два напряжения: положительное измеряемое  $U_x$  и отрицательное опорное  $U_0$ . Устройство управления формирует импульсы, переключающие ключ. Во время первого импульса с длительностью  $T_1$  на вход интегратора поступает напряжение  $U_x$ . Вторым управляющим импульсом переключают вход интегратора к образцовому источнику опорного напряжения  $U_0$ . Таким образом, на первом этапе интегрируется напряжение  $U_x$ . Время его интегрирования  $T_1$  является образцовым. Оно образуется путем деления в  $n$  раз частоты счетных импульсов от кварцевого генератора  $f_{кв}$  (на схеме не показан):



$$T_1 = \frac{n}{f_{\text{КВ}}},$$

К моменту окончания первого интегрирования выходное напряжение интегратора  $u_2$  пропорционально среднему значению входного сигнала  $\overline{U_x}$ :

$$u_{\text{ВЫХ}}(T_1) = -\frac{1}{RC} \int_0^{T_1} u_{\text{ВХ}}(t) dt = -\frac{\overline{U_x} n}{RC f_{\text{КВ}}}.$$

После окончания первого интегрирования ключ переходит в нижнее положение. Начинается интегрирование опорного напряжения  $U_0$ , противоположного по знаку измеряемому напряжению (рис. 2.7). В этот момент с устройства управления на вход S триггера подается импульс  $u_3$ , формирующий начало времени счета  $T_{\text{сч}}$ . Выходное напряжение  $u_2$  во время второго интегрирования линейно возрастает. Когда выходное напряжение интегратора достигает нуля, компаратор вырабатывает импульс сброса триггера  $u_4$ .

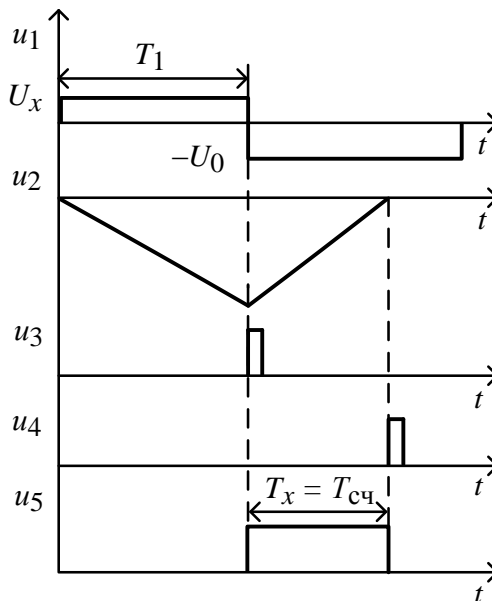


Рис. 2.7. Временные диаграммы АЦП двойного интегрирования

Таким образом, на выходе триггера формируется прямоугольный строб-импульс  $u_5$ , длительность которого равна  $T_x$  и пропорциональна измеряемому напряжению. Длительность  $u_5$  определяется из уравнения:

$$u_{\text{ВЫХ}}(T_1 + T_x) = -\frac{\overline{U_x} n}{RC f_{\text{КВ}}} + \frac{1}{RC} \int_{T_1}^{T_1+T_x} U_0 dt = 0 \Rightarrow T_x = T_{\text{сч}} = \frac{\overline{U_x} n}{U_0 f_{\text{КВ}}}.$$

Измерив длительность импульса  $T_x = T_{\text{сч}}$  методом дискретного счета, описанным ранее, получим показания вольтметра в виде

$$N \cong T_x f_{\text{КВ}} = \frac{\overline{U_x} n}{U_0} = 10^k \overline{U_x}.$$

Коэффициент деления частоты и значение опорного напряжения выбраны кратными 10, поэтому показания на индикаторе равны (с учетом положения запятой) среднему значению измеряемого напряжения. Из формулы следует, что тактовая частота и постоянная интегрирования  $RC$

не влияют на результат. Поэтому в качестве тактового генератора может быть использован простой генератор импульсов без особых требований к его стабильности.

Вольтметр с двойным интегрированием измеряет среднее значение напряжения за время  $T_1$ , поэтому влияние напряжения помехи, попадающего на вход, может быть ослаблено. Как было показано в гл. 1, переменное напряжение, период которого кратен времени  $T_1$ , подавляется практически полностью. Поэтому выбирают тактовую частоту такой, чтобы  $T_1$  было бы равным или кратным периоду промышленной сети 20мс.

Основные составляющие погрешности АЦП двойного интегрирования:

- погрешность установки опорного напряжения и его нестабильность;
- погрешность интегратора, проявляющаяся в нелинейности напряжения на его выходе;
- погрешность сравнения напряжения в компараторе;
- погрешность дискретности при измерении длительности  $T_x$ .

Вольтметры двойного интегрирования – наиболее популярная разновидность цифровых вольтметров и мультиметров. Основные их достоинства – простота, высокая помехоустойчивость при достаточной точности.

## 2.4. Цифровые вольтметры с преобразованием напряжения в частоту

Вольтметры такого типа также относят к интегрирующим приборам. Структурная схема преобразователя «напряжение–частота» (ПНЧ) представлена на рис. 2.8.

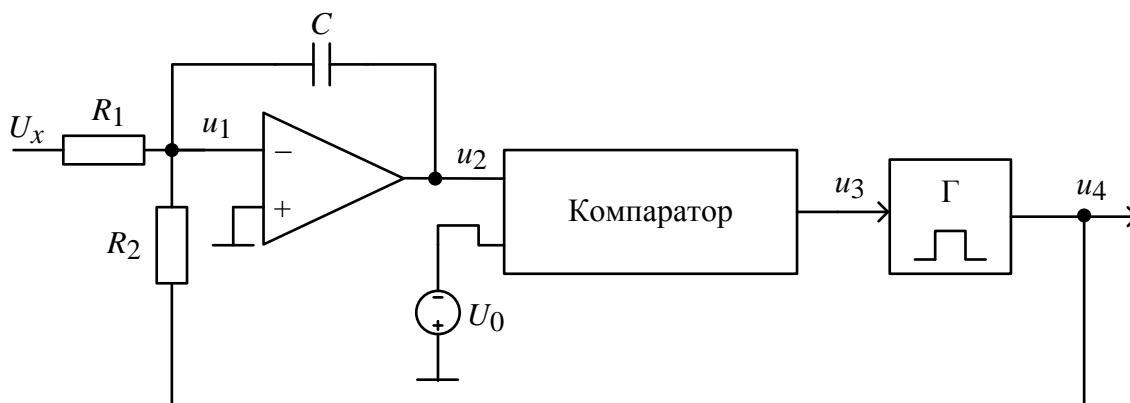


Рис. 2.8. Преобразователь «напряжение–частота»

В ПНЧ также используют двойное интегрирование. Под действием положительного входного сигнала  $U_x$  напряжение  $u_2$  на выходе интегра-

тора уменьшается (рис. 2.9). Когда напряжение  $u_2$  достигает значения отрицательного опорного напряжения  $-U_0$ , компаратор вырабатывает импульс запуска одновибратора  $u_3$ . Одновибратор формирует отрицательный импульс стабильной длительности  $\tau_{и}$ , амплитуда которого  $U_m > U_x$ . Напряжение этого импульса складывается с входным напряжением, поэтому в течение длительности этого импульса напряжение на входе интегратора  $u_1$  становится отрицательным, вызывая рост выходного напряжения интегратора  $u_2$ . Далее описанный процесс периодически повторяется.

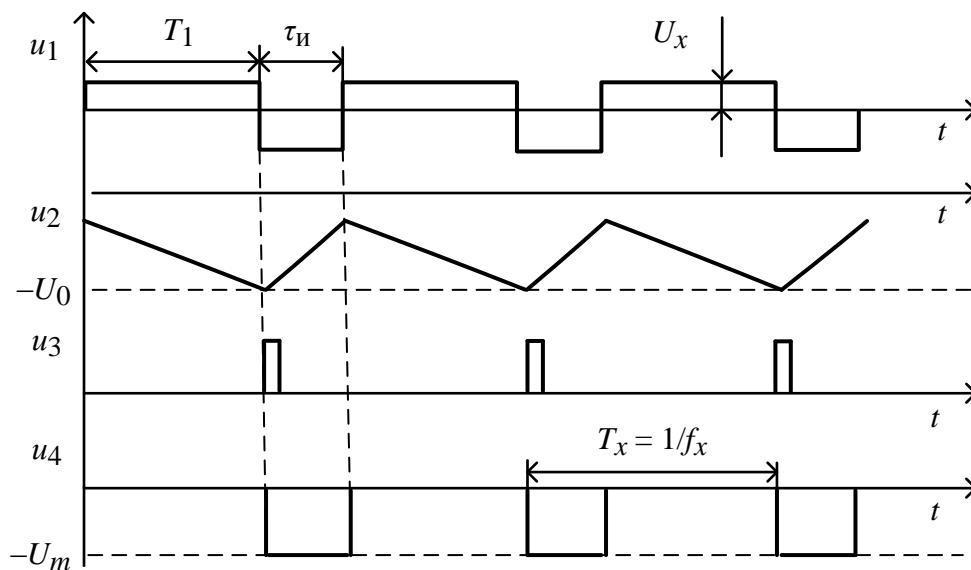


Рис. 2.9. Временные диаграммы преобразователя «напряжение–частота»

Рассмотрим временные диаграммы сигналов преобразователя (рис. 2.9). Максимальное по абсолютному значению напряжение  $u_2$  на выходе интегратора в установившемся режиме равно:

$$u_2(T_1) = u_2(0) - \frac{\overline{U_x}}{R_1 C} T_1.$$

Напряжение в конце импульса одновибратора ( $t = T_1 + \tau_{и}$ ) равно начальному напряжению:

$$u_2(T_1 + \tau_{и}) = u_2(T_1) + \frac{U_m}{R_2 C} - \frac{\overline{U_x}}{R_1 C} \tau_{и} = u_2(0).$$

Отсюда, учитывая, что частота выходных импульсов равна  $f_x = 1/T_x = 1/(T_1 + \tau_{и})$ , получим уравнение преобразования «напряжение–частота»:

$$f_x = \frac{\overline{U_x} R_2}{R_1 U_m \tau_{и}}.$$

Частоту выходных импульсов преобразователя затем измеряют методом дискретного счета встроенным или внешним частотомером.

Точность преобразования определяется:

- стабильностью параметров импульса одновибратора;
- точностью установки отношения резисторов интегратора  $R_1$  и  $R_2$ ;
- погрешностью компаратора;
- погрешностью дискретности частотомера.

## 2.5. Цифровые вольтметры с АЦП последовательного счета

Этот тип вольтметра использует последовательный АЦП, который состоит из компаратора, двоичного счетчика и цифроаналогового преобразователя (ЦАП) (рис. 2.10).

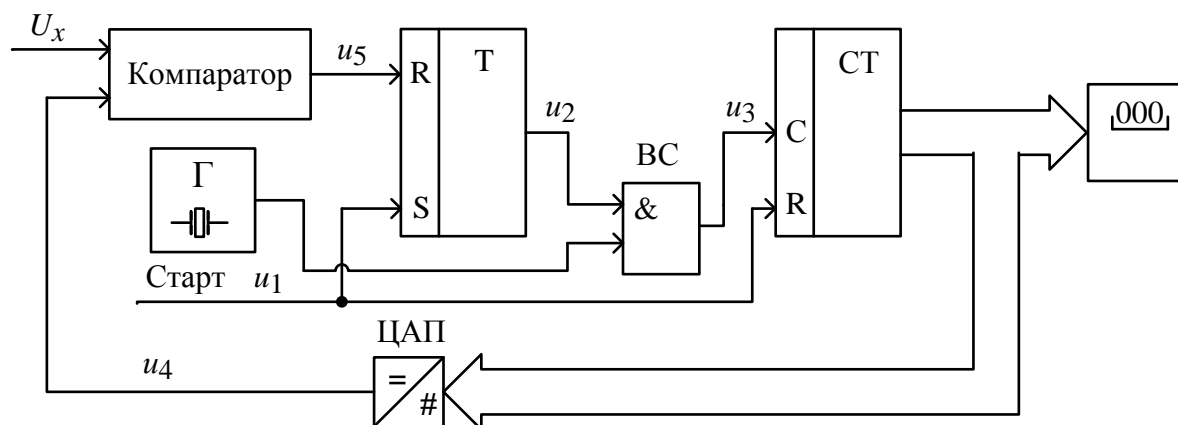


Рис. 2.10. АЦП последовательного счета

На один вход компаратора поступает измеряемое напряжение, на другой – сигнал обратной связи  $u_4$  с выхода ЦАП. АЦП запускается стартовым импульсом  $u_1$ , который сбрасывает счетчик в нулевое положение и устанавливает триггер stroba временного селектора  $u_2$  в единичное состояние (рис. 2.11).

Временной селектор открывается и пропускает импульсы от тактового генератора на счетчик. Содержимое счетчика увеличивается на единицу с приходом каждого импульса. Выходной код счетчика подается на ЦАП, который непрерывно преобразует его в напряжение обратной связи  $u_4$ . При увеличении содержимого счетчика это напряжение ступенчато нарастает. Процессы счета и преобразования продолжаются до тех пор, пока напряжение обратной связи не сравняется с входным напряжением. В этот мо-

мент компаратор вырабатывает стоповый импульс  $u_5$ . Он сбрасывает триггер в нулевое состояние и тем самым закрывает временной селектор. Поступление тактовых импульсов на счетчик прекращается. Выходной код, пропорциональный входному напряжению в момент окончания преобразования, является результатом работы АЦП.

Время преобразования  $T_{\text{изм}}$ , равное длительности строб-импульса, пропорционально входному напряжению.

Его максимальное значение при разрядности двоичного счетчика  $N$  и частоте тактовых импульсов  $f_{\text{кв}}$ :

$$T_{\text{изм}} = \frac{(2^N - 1)}{f_{\text{кв}}}.$$

Например, при  $N = 10$  и  $f_{\text{кв}} = 10$  МГц время измерения  $T_{\text{изм}} = 102.4$  мкс, что обеспечивает порядка  $10^4$  преобразований в секунду. Частоту счетных импульсов необходимо выбирать, исходя из быстродействия ЦАП.

Погрешность преобразования последовательного АЦП определяется суммарной погрешностью используемых ЦАП и компаратора. На результат преобразования влияет изменение (пульсация) входного напряжения. Это означает, что АЦП данного типа без устройства выборки-хранения на входе пригодны для работы с постоянными или медленно изменяющимися напряжениями. Вольтметры такого типа обладают низкой помехоустойчивостью.

Достоинством рассмотренных вольтметров является сравнительная простота схемы; недостатком – переменное время измерения, определяемое последовательным характером выполнения преобразования.

## 2.6. Цифровые вольтметры с АЦП последовательного приближения

Вольтметры с АЦП такого типа (называемым также АЦП с *поразрядным уравниванием*) являются наиболее распространенным вариантом быстродействующих вычислительных ЦВ. В основе работы этого класса преобразователей лежит принцип последовательного сравнения измеряе-

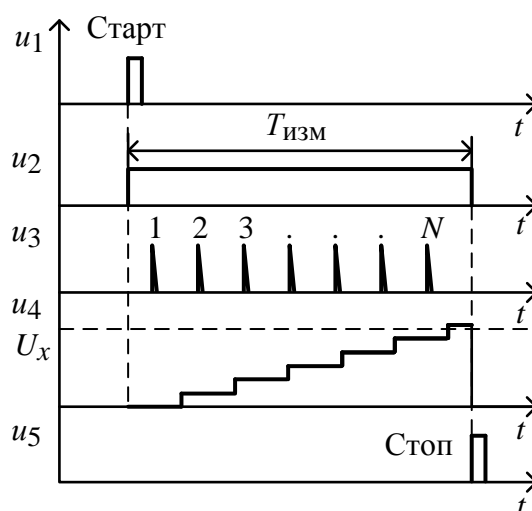


Рис. 2.11. Временные диаграммы АЦП последовательного счета

мого напряжения с  $1/2$ ,  $1/4$ ,  $1/8$  опорного напряжения. Это позволяет для  $N$ -разрядного АЦП последовательного приближения выполнить весь процесс преобразования за  $N$  последовательных шагов (итераций) вместо  $2^N - 1$  при использовании АЦП последовательного счета и получить существенный выигрыш в быстродействии.

Рассмотрим работу АЦП последовательного приближения на примере 6-разрядного преобразователя, состоящего из компаратора, ЦАП и регистра последовательного приближения RG (рис. 2.12).

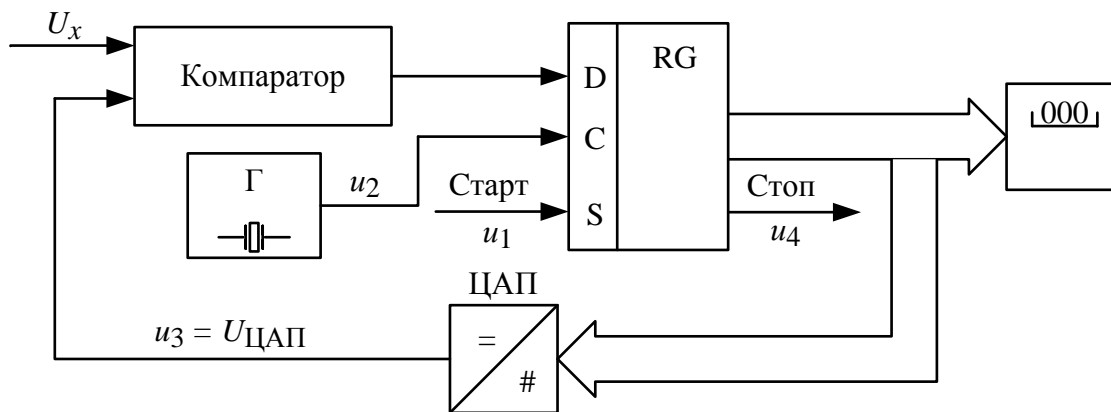


Рис. 2.12. Структурная схема АЦП последовательного приближения

На вход D регистра поступает сигнал с компаратора. Вход С – вход тактовых импульсов с генератора, вход S – стартовый импульс. С приходом первого тактового импульса регистр последовательного приближения принудительно устанавливает на входе ЦАП код, равный половине его шкалы (для 6-разрядного ЦАП это  $2^5 = 32$ ). При этом напряжение на выходе ЦАП:

$$U_{\text{ЦАП}} = 2^5 \Delta U,$$

где  $\Delta U$  – квант выходного напряжения ЦАП, соответствующий единице младшего разряда результата преобразования (рис. 2.13).

Если входное напряжение больше, чем  $U_{\text{ЦАП}}$ , то на выходе компаратора

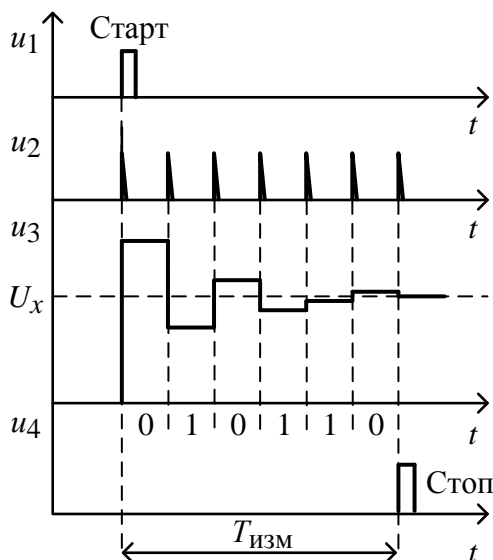


Рис. 2.13. Временные диаграммы 6-разрядного АЦП последовательного приближения

устанавливается 1; если меньше, то 0. В последнем случае регистр переключает старший разряд обратно в состояние нуля. На следующем такте преобразования процесс сравнения повторяется для следующего (более младшего) разряда и т. д. После шести подобных шагов в регистре последовательного приближения оказывается двоичное число, являющееся кодом входного напряжения  $U_x$  с точностью до  $\Delta U$ .

Быстродействие АЦП данного типа определяется выбранной разрядностью и суммой времени установления ЦАП, переключения компаратора и задержки распространения сигнала в регистре последовательного приближения. В современных АЦП последовательного приближения быстродействие достигает 0.1...10 млн преобразований в секунду. Для эффективного использования АЦП такого типа между его входом и источником преобразуемого сигнала следует включать устройство выборки-хранения, способное запоминать мгновенное значение входного напряжения на время его преобразования. Точность преобразования определяется погрешностью ЦАП и точностью сравнения компаратора. Такой АЦП является преобразователем мгновенных значений и требует фильтрации помех на входе.

Данный класс АЦП занимает промежуточное положение по быстродействию, стоимости и разрешающей способности между параллельными и интегрирующими АЦП. Более дорогие параллельные и последовательно-параллельные АЦП обладают наибольшим быстродействием. АЦП такого типа будут рассмотрены при описании цифровых осциллографов, где они нашли широкое применение.

### 3. ОСЦИЛЛОГРАФ И ОСЦИЛЛОГРАФИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

#### 3.1. Классификация осциллографов

Осциллограф – радиоизмерительный прибор, предназначенный для наблюдения временных зависимостей сложных сигналов и измерения их параметров – напряжения и временных интервалов. Название «осциллограф» произошло от двух слов: от лат. «осцилло» – качаюсь + от греч. «графо» – пишу). Исторически название связано с приборами, фиксирующими форму колебаний на светочувствительную пленку (световые самописцы). В отечественной литературе это определение перешло на электронно-лучевые осциллографы (ЭЛО), а затем и на цифровые (ЦО). В англоязычной литературе для этих приборов используют более точный термин – осцилоскоп («осцилло» + от греч. «скопео» – смотреть).

Осциллограф позволяет получить график (*осциллограмму*) сигнала в декартовой системе координат «время–напряжение» и измерить параметры этого сигнала. Прибор используется как для визуального анализа осциллограмм, так и для измерения параметров исследуемых сигналов. С помощью осциллографа прямым способом измеряют мгновенные значения напряжения и временные интервалы. Косвенные способы позволяют использовать осциллограф для измерения частоты, тока, фазового сдвига, сопротивления, АЧХ и пр.

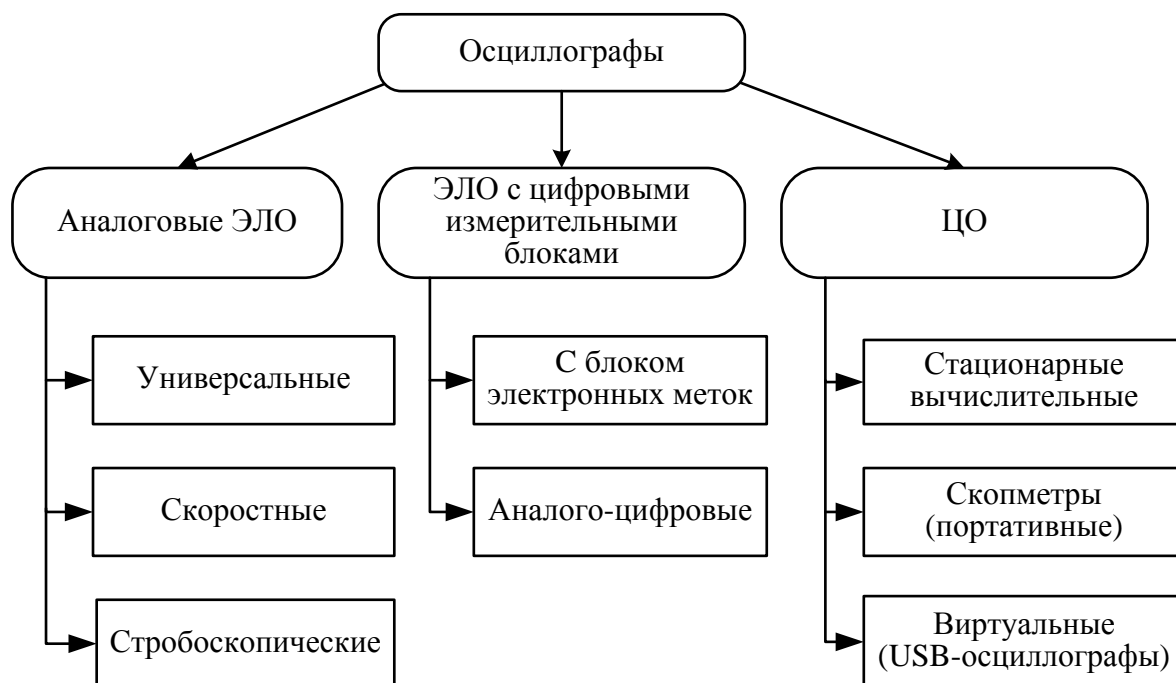


Рис. 3.1. Классификация осциллографов



Существуют три основных вида таких приборов. Это универсальные аналоговые электронно-лучевые осциллографы, аналоговые ЭЛО с цифровыми измерительными блоками и цифровые осциллографы (рис. 3.1). Основным узлом универсального осциллографа является электронно-лучевая трубка (ЭЛТ) с электростатическим отклонением луча. ЭЛТ содержит электронный прожектор, создающий узкий пучок электронов, которые попадают на люминесцентный экран, вызывая его свечение. Осциллограмма на экране создается отклонением луча. Это делается в ЭЛТ двумя парами отклоняющих пластин. Смещение по горизонтали делают, подавая на пластины линейно нарастающее напряжение развертки. Исследуемый сигнал после усиления подают на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ. Этим универсальные осциллографы отличаются от *скоростных*, которые имеют специальную трубку бегущей волны с отклоняющей системой в виде широкополосной замедляющей структуры.

Универсальные и скоростные осциллографы позволяют исследовать сигналы в реальном времени и не имеют режима запоминания, поэтому они пригодны только для наблюдения повторяющихся процессов (периодических и непериодических). Однократные и неповторяющиеся процессы исследуют такими осциллографами в режиме фотофиксации изображения на фотопленку или цифровую фотокамеру. В других типах осциллографов используют трансформацию временного масштаба (*стробоскопические* осциллографы) и аналого-цифровое преобразование мгновенных значений сигнала (*цифровые* осциллографы). Они будут рассмотрены далее.

Различают несколько групп универсальных осциллографов. Наиболее простые конструкции содержат один канал усиления с ограниченным частотным диапазоном. Такие осциллографы часто выпускаются в портативном исполнении с автономным питанием. Более сложные универсальные осциллографы имеют один или два широкополосных канала усиления сигнала (до 200...400 МГц). Двухканальные осциллографы с электронной коммутацией каналов позволяют наблюдать на экране два синхронных сигнала. Аналогичную задачу решают и двухлучевые осциллографы. Они содержат специальную двухлучевую ЭЛТ, которая фактически представляет собой две электронно-оптические и отклоняющие системы, собранные в одной колбе и работающие на общий экран. Двухлучевой осциллограф имеет два идентичных канала усиления сигнала и позволяет регули-

ровать параметры изображений (яркость, фокус, положение по вертикали и горизонтали) для каждого канала отдельно.

Ряд осциллографов имеют канал горизонтального отклонения с двумя генераторами развертки (система двойной развертки), что позволяет реализовать «временное окно». Это режим, при котором можно последовательно просматривать отдельные фрагменты изображения в крупном масштабе по оси времени, а также измерять параметры изображения с повышенной точностью.

Согласно ГОСТ 15094–86 аналоговые осциллографы делят на универсальные (группа С1), скоростные и стробоскопические (С7). Цифровые осциллографы относят к группе специальных (С9) или запоминающих (С8).

### **3.2. Структурная схема универсального осциллографа**

Рассмотрим структурную схему типичного универсального двухканального осциллографа с электронной коммутацией каналов (рис. 3.2). Его основными блоками являются электронно-лучевая трубка с устройством ускорения и фокусировки электронов, каналы вертикального ( $Y$ ) и горизонтального ( $X$ ) отклонений луча, блок синхронизации и запуска, канал модуляции луча по яркости ( $Z$ ) и калибратор. Органы управления этих блоков на передней панели осциллографа обычно объединяют в группы, что упрощает регулировку и управление прибором.

В осциллографах применяют ЭЛТ с электростатическим формированием и отклонением луча. Такая трубка содержит две пары пластин для отклонения электронного луча по вертикали и горизонтали, ускоряющие и фокусирующие электроды ( $A_1, A_2, A_3$ ), модулятор ( $M$ ) для управления плотностью луча (а следовательно, и яркостью изображения) и катод с подогревателем ( $K$ ). Изображение сигнала образуется на плоском экране с люминесцентным покрытием, обеспечивающем небольшое послесвечение (порядка нескольких десятков миллисекунд). Цвет свечения экрана, как правило, желто-зеленый. Он наиболее благоприятен для визуального наблюдения. Непосредственно на внутреннюю поверхность экрана ЭЛТ наносят шкалу (прямоугольную сетку). В пределах шкалы гарантируются основные метрологические параметры осциллографа (погрешности измерения напряжения и временных интервалов). Масштаб осциллограммы устанавливается относительно деления шкалы. Поэтому размер шкалы и цена ее деления определяют минимальную погрешность дискретности при из-

мерениях методом калиброванных шкал. Для удобства наблюдения шкала может быть подсвечена, что позволяет скрыть ее разметку.

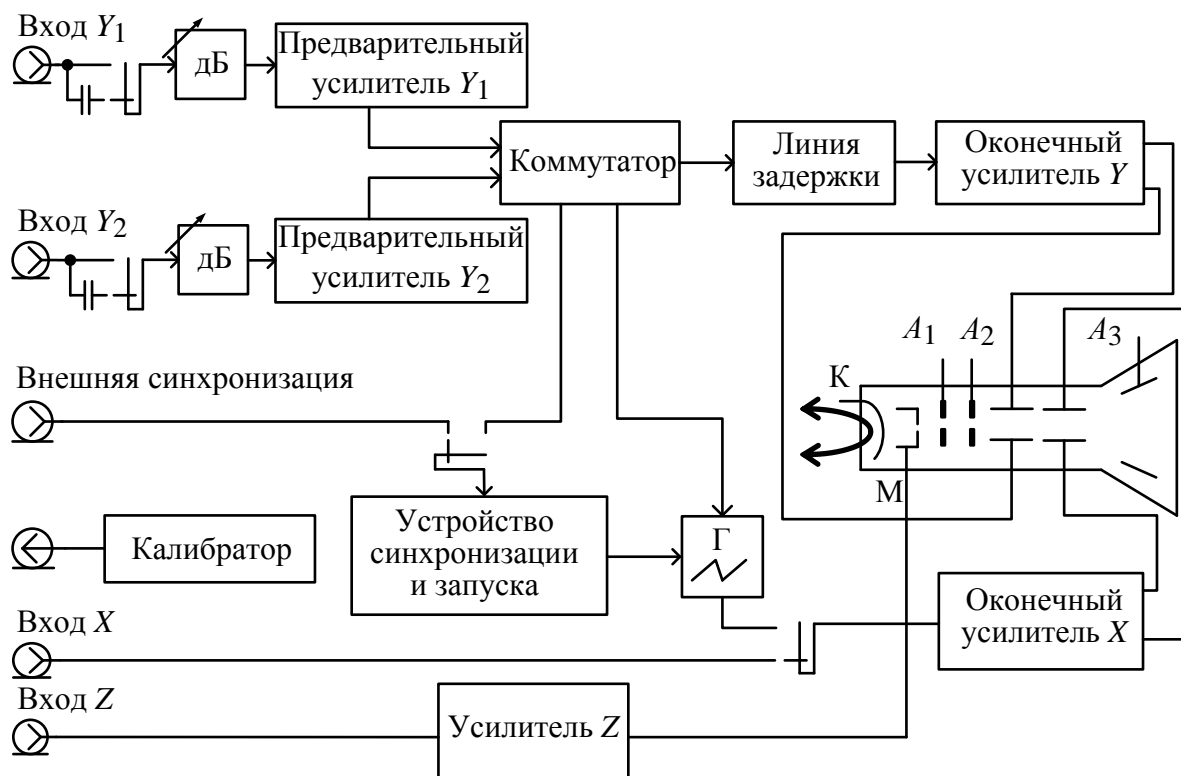


Рис. 3.2. Структурная схема двухканального осциллографа

Канал  $Y$  служит для усиления исследуемых сигналов и отклонения луча по вертикали. Он включает входное устройство, калиброванный аттенюатор, предварительный усилитель, линию задержки и окончательный усилитель. Входное устройство представляет собой коммутируемый разделительный конденсатор, позволяющий при необходимости исключить постоянную составляющую сигнала («закрытый вход»). Часто предусматривают нулевое положение переключателя, при котором вход канала соединяется с общим проводом.

Калиброванный аттенюатор и предварительный усилитель обеспечивают регулировку уровня исследуемого сигнала. В усилителе обычно предусматривают возможность плавной некалиброванной регулировки коэффициента передачи (вертикального размера изображения) и смещения изображения по вертикали. В двухканальном осциллографе присутствуют два блока вертикального отклонения луча, содержащих идентичные входные устройства, аттенюаторы и предварительные усилители. Сигнал на окончательные каскады и ЭЛТ подают через электронный коммутатор каналов. В этом случае обеспечивается как независимое наблюдение сигналов

в канале 1 и 2, так и наблюдение суммы (разности) сигналов. В режиме коммутации переключение каналов с большой частотой позволяет видеть на экране изображение двух сигналов. Обычно используют поочередный режим переключения, при котором на один ход развертки создается изображение одного из сигналов, на другой – второй сигнал. Этот режим неудобен при медленных развертках, так как создает мелькание изображения. В таком случае применяют прерывистый режим переключения каналов с достаточно высокой частотой, не связанной с частотой работы развертки.

Линия задержки обеспечивает небольшой временной сдвиг сигнала, подаваемого на отклоняющие пластины  $Y$ , относительно начала развертки. Это позволяет получить на осциллограмме фронт исследуемого импульса при запуске генератора развертки от входного сигнала (внутренняя синхронизация и запуск).

Оконечный усилитель канала  $Y$  увеличивает амплитуду сигнала до значения, необходимого для отклонения луча в пределах рабочей части экрана. Кроме того, малое выходное сопротивление усилителя позволяет уменьшить частотную зависимость канала, возникающую из-за паразитной емкости отклоняющих пластин. Оконечный усилитель имеет симметричный выход, что также уменьшает искажения осциллограммы.

Канал  $X$  служит для отклонения луча по горизонтали. Он содержит генератор развертки и окончательный усилитель. Генератор развертки вырабатывает изменяющееся (пилообразное) напряжение (рис. 3.3). Оно имеет участок прямого хода развертки  $t_{пр. х}$ , участок обратного хода  $t_{обр. х}$  и некоторый интервал блокировки  $t_{бл}$ , дополняющий напряжение развертки до периода  $T_p$ :

$$T_p = t_{пр. х} + t_{обр. х} + t_{бл}.$$

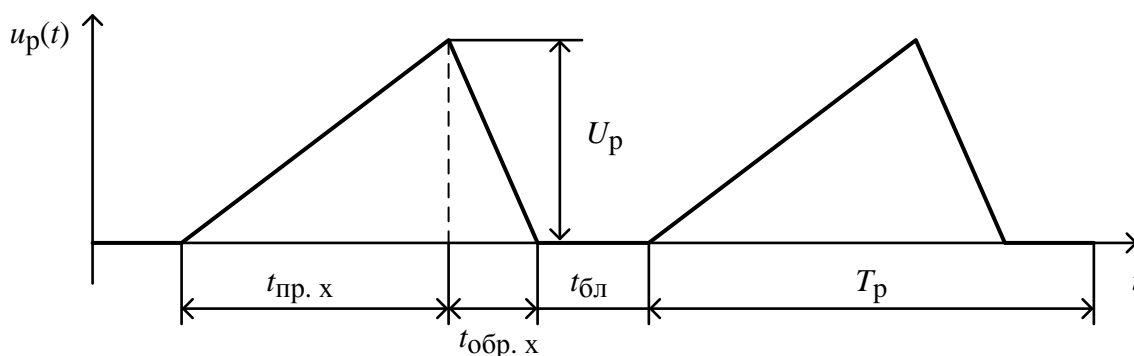


Рис. 3.3. Пилообразное напряжение непрерывной развертки

Длительность прямого хода определяет временной масштаб осциллограммы по оси  $X$  и приближенно равна цене деления (коэффициенту развертки), умноженной на 10 делений всей шкалы. Время обратного хода стараются делать минимальным. Время блокировки возникает в случае, когда при синхронизации генератора его период становится кратен или равен периоду входного сигнала и не равен сумме времен прямого и обратного хода.

Генератор развертки имеет три режима работы: автоколебательный (непрерывный), ждущий и однократный. *Автоколебательный* режим – основной режим работы канала  $X$ ; применяется для исследования периодических сигналов. Напряжение развертки вырабатывается все время вне зависимости от наличия сигнала синхронизации (запуска). Поэтому на экране постоянно присутствует осциллограмма линии развертки. *Ждущий* режим применяется для исследования непериодических сигналов и импульсов большой скважности. *Однократный* режим работы осциллографа применяют редко; обычно он используется при фотографировании осциллограмм одиночных или неповторяющихся процессов (шумов, случайных сигналов). Напряжение развертки и кадр изображения создаются при нажатии кнопки на передней панели осциллографа или при подаче импульса запуска на вход внешней синхронизации.

В ряде случаев (при измерении частоты, фазового сдвига и пр.) генератор развертки отключают, а на оконечный усилитель канала  $X$  подают сигналы от внешнего источника развертывающего напряжения ( $X$ – $Y$ -режим).

Оконечный усилитель канала  $X$  выполняет те же функции, что и усилитель канала  $Y$ . Он используется в режиме  $X$ – $Y$  для усиления входного сигнала при отключенной развертке. Для получения более крупного масштаба осциллограммы используют *режим растяжки* изображения по горизонтали. При этом масштаб меняют не регулировкой генератора развертки, а дискретным (обычно в 10 раз) увеличением коэффициента передачи оконечного усилителя канала  $X$ .

Улучшить функциональные возможности осциллографа позволяет канал  $X$  с блоком двойной развертки. В канале  $X$  таких осциллографов предусматривают два генератора развертки – основной (А) и задержанной (Б). Оба генератора могут работать независимо. Однако наибольший интерес представляет случай, когда запуск развертки Б осуществляется от генератора развертки А с некоторой задержкой, которая может плавно регулиро-

ваться. Задержку запуска Б часто делают калиброванной, что позволяет проводить измерения временных интервалов методом замещения.

Устройство синхронизации и запуска (УСЗ) обеспечивает получение неподвижного изображения на экране. Это устройство вырабатывает импульсы синхронизации (запуска), которые привязаны к одной и той же характерной точке сигнала (например, фронт, срез импульса и др.). Для периодических сигналов устройство синхронизации вырабатывает импульсы с периодом, равным периоду входного сигнала. В автоколебательном режиме эти импульсы воздействуют на генератор развертки, синхронизируя его с исследуемым сигналом и обеспечивая тем самым неподвижность осциллограммы. В ждущем режиме УСЗ вырабатывает импульсы запуска развертки только при наличии на входе осциллографа сигнала.

В устройстве синхронизации используют регулировку уровня срабатывания, по которому вырабатывается сигнал запуска. Кроме этого применяют переключение полярности синхронизации, что позволяет выбрать точку образования импульса запуска на фронте (нарастании) или на срезе (убывании) сигнала. Используют режимы синхронизации от отдельных видов сигналов, например от напряжения питающей сети 50 Гц или от телевизионных сигналов (выделение синхроимпульсов по кадрам или строкам). Предусматривают возможность включения фильтров на входе УСЗ для устранения влияния помех и шумов.

Канал Z служит для модуляции яркости изображения на экране. Основное назначение канала – подсвет прямого хода развертки. Во время обратного хода и блокировки ЭЛТ запирается отрицательным напряжением на модуляторе. Канал Z иногда используют для создания на осциллограмме временных меток и подсветки части изображения.

Калибратор служит для корректировки масштабных коэффициентов по горизонтали и вертикали. Он представляет собой генератор образцового сигнала с известными амплитудой и частотой. Для калибровки осциллографа обычно используют сигнал типа «меандр».

### **3.3. Принцип действия осциллографа и режимы его работы**

Универсальный осциллограф используется как для визуального анализа осциллограмм, так и для измерения параметров исследуемых сигналов. *Визуальный анализ осциллограмм* – начальный этап использования осциллографа. Для исследования сигнала необходимо получить на экране

ЭЛТ неподвижную осциллограмму в удобных для наблюдения масштабах по осям  $X$  и  $Y$ . Четкость изображения обеспечивают регулировкой яркости, фокусировки и астигматизма луча ЭЛТ. Неподвижность изображения в автоколебательном режиме работы канала  $X$  достигают *синхронизацией* генератора развертки от исследуемого сигнала (*внутренняя синхронизация*) или от специальных подаваемых на осциллограф синхроимпульсов (*внешняя синхронизация*). Процесс синхронизации обеспечивает точное равенство или кратность периода развертки  $T_p$  периоду входного сигнала  $T_c$ :

$$T_p = n T_c, \quad n = 1, 2, 3, \dots$$

На рис. 3.4, *а* представлены графики напряжений развертки для двух масштабов по оси  $X$ .

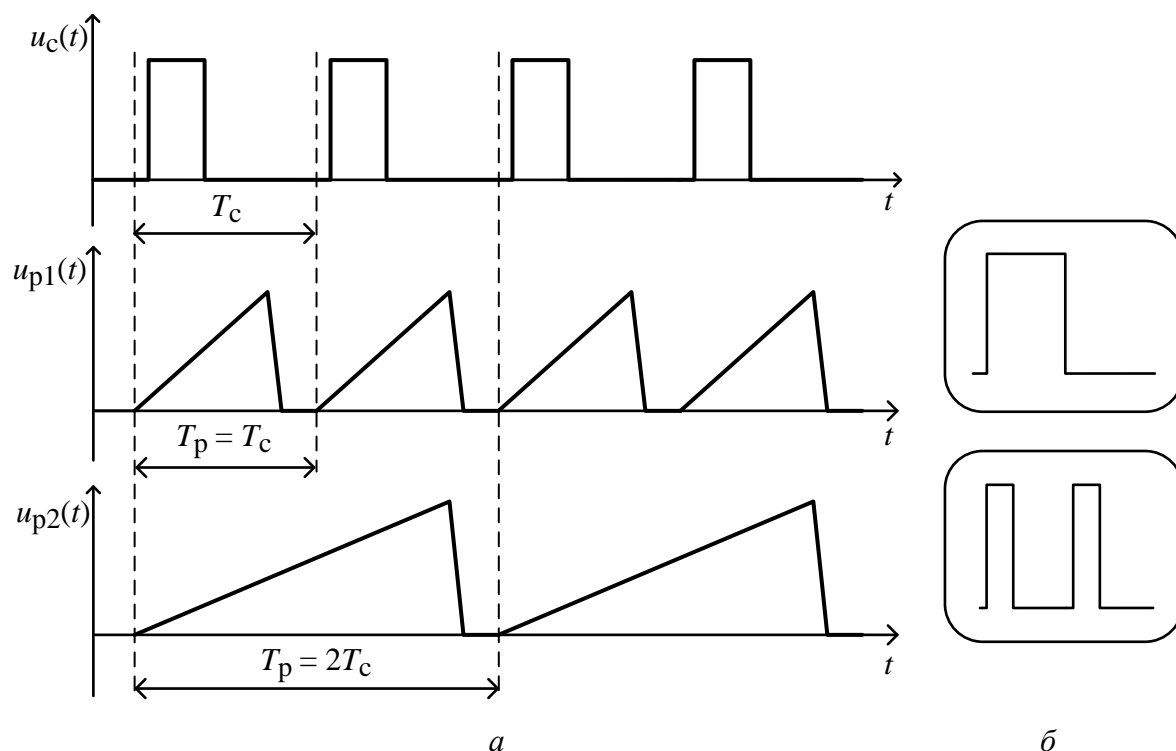


Рис. 3.4. Синхронный запуск генератора развертки:  
*а* – напряжения непрерывной развертки; *б* – осциллограммы сигналов

В случае нарушения кратности каждый новый кадр изображения будет смещен по горизонтали. Изображение перемещается по экрану («бежит»). Для выполнения условия неподвижности изображения регулируют опорное напряжение устройства синхронизации (эта регулировка обычно обозначается «УРОВЕНЬ»). Фактически при этом подбирают оптимальный уровень срабатывания формирующей схемы УСЗ, чтобы получить только один синхроимпульс от одной копии сигнала.

При исследовании импульсных сигналов с большой скважностью (напомним, что скважность – это отношение периода сигнала к его длительности) для получения удобного масштаба по оси  $X$  можно установить период развертки  $T_p$  меньше периода сигнала  $T_c$ :

$$T_p = \frac{T_c}{k}, \quad k = 1, 2, 3, \dots$$

Это позволяет обеспечить неподвижность осциллограммы, но приводит к многократным проходам луча по линии нулевого уровня (рис. 3.5). Яркость этой линии может существенно превышать яркость изображения импульса, что затрудняет анализ осциллограммы. В этом случае используют ждущий режим работы генератора развертки. Генератор запускается только при наличии на его входе импульса *запуска*. Его получают в УСЗ из исследуемого сигнала (*внутренний запуск*) или из внешнего импульса (*внешний запуск*) аналогично режиму непрерывной развертки. При этом ликвидируются проходы луча по линии нулевого уровня, яркость осциллограммы становится однородной. Ждущий режим незаменим для исследования непериодических повторяющихся сигналов, где синхронизация невозможна.

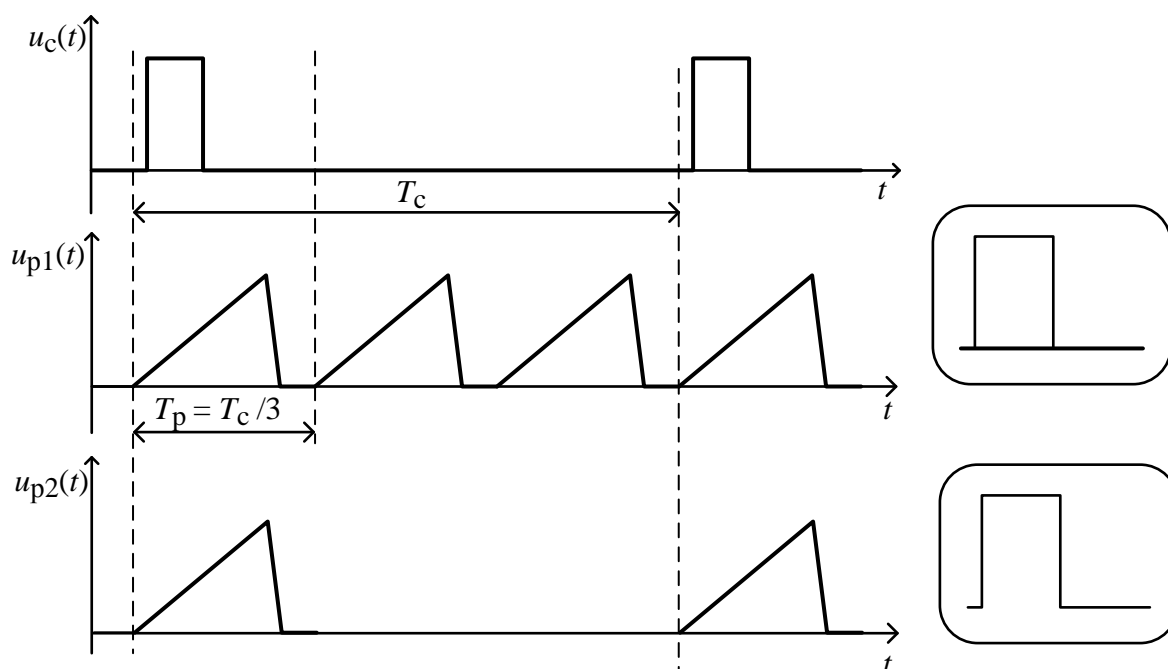


Рис. 3.5. Напряжения развертки:  
 $u_{p1}$  – автоколебательный режим;  $u_{p2}$  – ждущий режим

В ряде случаев исследуемый периодический сигнал имеет сложную форму с множеством переходов через нуль в пределах периода (рис. 3.6). Возможна ситуация, когда не удастся обеспечить устойчивое изображение



сигнала (верхняя осциллограмма на рис. 3.6). Это происходит за счет срабатывания УСЗ в разных точках сигнала внутри его периода. Кадр изображения может начинаться с разных фрагментов сигнала, поэтому наблюдается перекрытие осциллограмм. Регулировкой *задержки запуска* можно исключить ложное срабатывание и получить устойчивое изображение без перекрытия (нижняя осциллограмма на рис. 3.6).

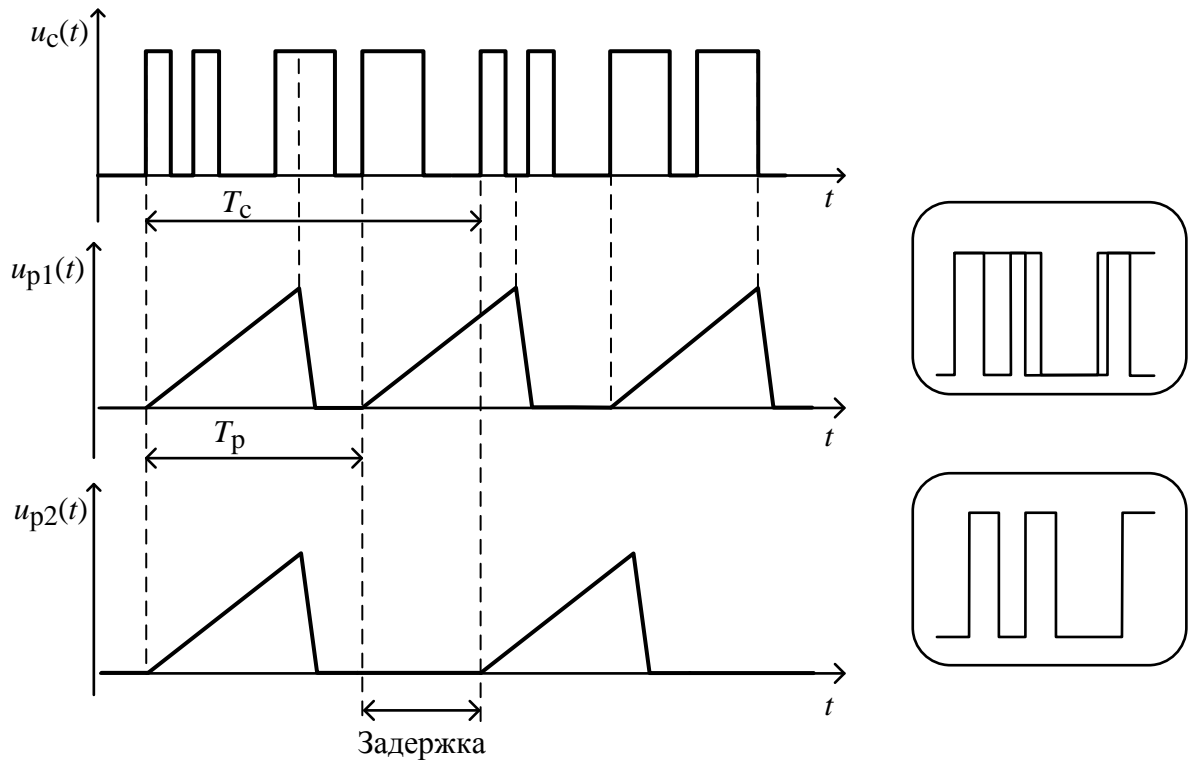


Рис. 3.6. Регулировка задержки запуска

Когда необходимо укрупнение масштаба по оси  $X$  без изменения параметров генератора развертки, используют *растяжку* изображения в усилителе  $X$  (рис. 3.7). Для этого дискретно увеличивают коэффициент передачи оконечного усилителя канала  $X$  (обычно в 10 раз), что приводит к визуальному «растягиванию» осциллограммы по горизонтальной оси. Большую часть прямого хода луч на экране будет отсутствовать (электроны попадают на отклоняющие пластины или стенки ЭЛТ). Видимая часть осциллограммы при этом соответствует «временному окну», которое можно перемещать по оси вре-

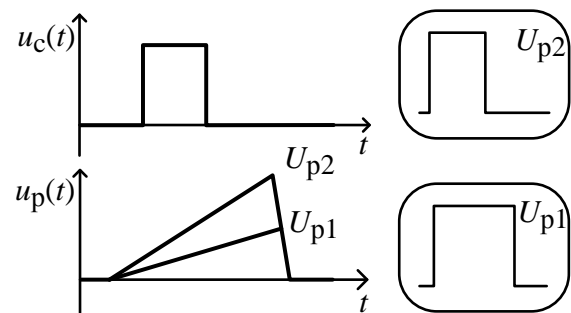


Рис. 3.7. Растяжка осциллограммы по горизонтали

мени регулировкой горизонтального положения луча. Важно, что при этом режимы развертки и синхронизации не меняются и условие неподвижности изображения сохраняется. Растяжка имеет недостатки – уменьшается яркость осциллограммы и возрастают искажения, связанные с нелинейностью напряжения развертки. Поэтому данный режим канала  $X$  является дополнительным.

«Временное окно» без этих недостатков реализуют в осциллографах с двойной разверткой. В канале  $X$  таких осциллографов, как уже указывалось, предусматривают два генератора развертки – основной (А) и задержанной (Б), а запуск развертки Б осуществляют от генератора развертки А с задержкой, которая может регулироваться (рис. 3.8).

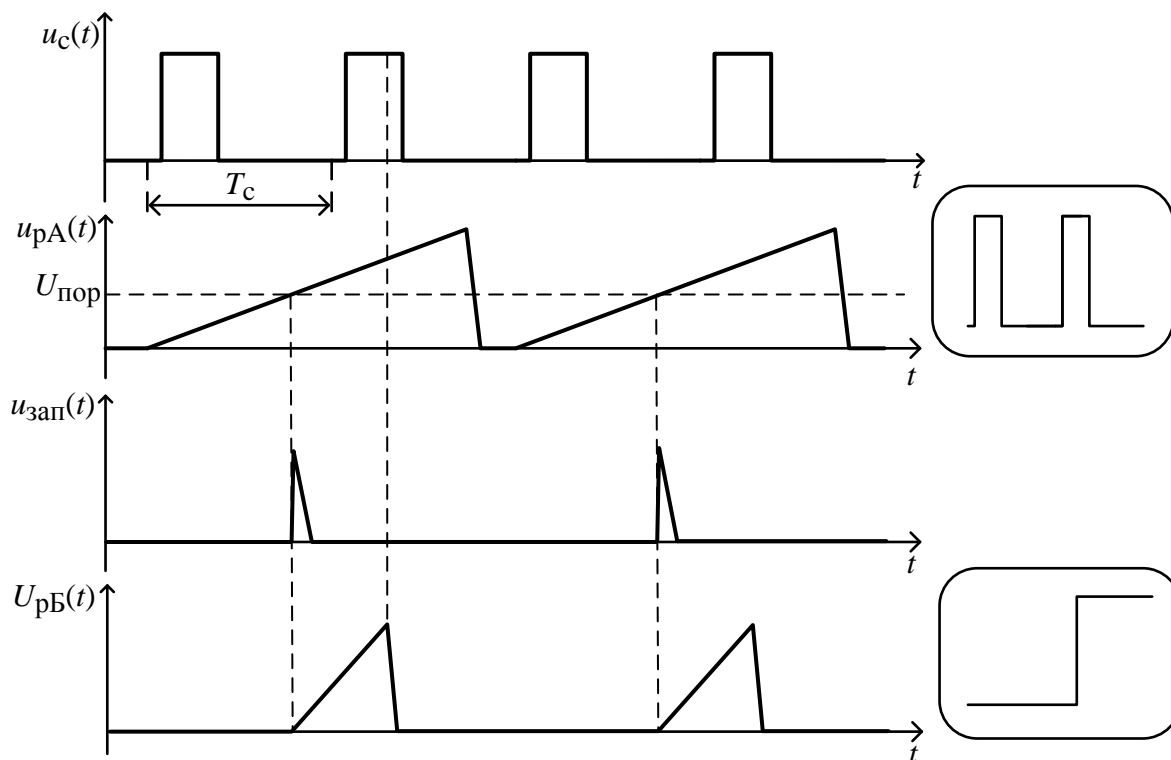


Рис. 3.8. Работа системы двойной развертки

Импульс запуска развертки Б формируется компаратором в момент равенства напряжения развертки А и порогового напряжения  $U_{пор}$ , которое меняют вручную потенциометром в пределах от 0 до амплитуды развертки А. При этом задержка меняется в пределах прямого хода развертки А. Задержанная развертка используется в режиме временного окна для наблюдения фрагментов сигнала в крупном масштабе по оси времени. Для удобства установки задержки предусматривают режим «Б подсвечивает А», при котором область действия развертки Б выделяется на осциллограмме яркост-

ной отметкой. Это осуществляют подачей дополнительного импульса под-света в канал Z с генератора развертки Б. Осциллографы с двойной разверткой удобны для наблюдения сигналов большой длительности. При синхронизации осциллографа по развертке А переключение на развертку Б дает возможность просмотреть фрагменты сигнала в крупном масштабе.

Потенциометр задержки («МНОЖИТЕЛЬ ЗАДЕРЖКИ») в некоторых осциллографах градуируют в долях коэффициента развертки А, что позволяет получить калиброванную задержку. В этом случае осциллограф можно использовать для точных измерений временных интервалов методом замещения.

### **3.4. Параметры и характеристики осциллографа**

Осциллограф согласно ГОСТ 22737–77 имеет две группы параметров (основные и дополнительные), связанных с измерением напряжения и времени и определяющих степень искажения осциллограммы.

К основным параметрам ЭЛО относятся:

1. Диапазон установки коэффициента отклонения; он показывает значение входного напряжения, необходимое для отклонения луча на одно деление по вертикали.

2. Погрешность установки коэффициента отклонения или связанная с ним погрешность измерения напряжения. У большинства аналоговых осциллографов эта погрешность для метода калиброванных шкал составляет 3–5 %.

3. Диапазон установки коэффициента развертки; он соответствует времени, за которое луч смещается по горизонтали на одно деление шкалы. Коэффициент развертки равен времени прямого хода развертки, деленному на размер осциллограммы по горизонтали в делениях шкалы.

4. Погрешность установки коэффициента развертки или связанная с ним погрешность измерения временных интервалов. У большинства аналоговых осциллографов погрешность коэффициента развертки и, соответственно, погрешности измерения временных интервалов составляют также 3–5 %.

5. Параметры переходной характеристики (ПХ) осциллографа: время нарастания, выброс, неравномерность вершины, время установления.

6. Параметры входа канала вертикального отклонения: активное входное сопротивление и входная емкость. Эти параметры определяют влияние осциллографа на исследуемую цепь. Чем больше входное сопротивление  $R_{ВХ}$  и меньше входная емкость  $C_{ВХ}$ , тем меньше проявится влия-

ние подключения осциллографа к измеряемой цепи. Обычно  $R_{вх}$  составляет 1 МОм,  $C_{вх}$  – 20...40 пФ. При использовании выносного пробника входная емкость может быть уменьшена до единиц пикофарад.

7. Параметры синхронизации: диапазон частот, предельные уровни, нестабильность.

8. К дополнительным параметрам относятся:

9. Параметры АЧХ осциллографа: полоса пропускания, нормальный диапазон АЧХ, расширенный диапазон АЧХ.

10. Коэффициент развязки между каналами.

Рассмотрим более подробно эти характеристики. Переходной характеристикой осциллографа называют осциллограмму скачка напряжения с пренебрежимо малым фронтом. В зависимости от вида частотной характеристики канала  $Y$  эта осциллограмма имеет вид ПХ аperiodического (рис. 3.9, *а*) или колебательного (рис. 3.9, *б*) звена.

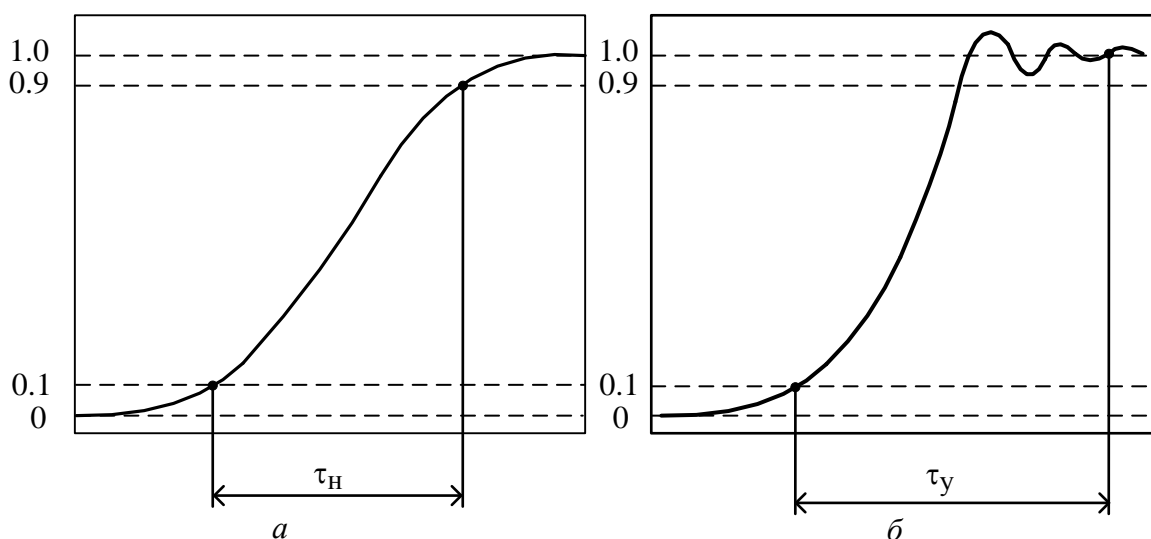


Рис. 3.9. Переходная характеристика осциллографа:  
*а* – аperiodического типа; *б* – колебательного типа (с выбросом)

В первом случае, характерном для широкополосных осциллографов, главный параметр ПХ – время нарастания  $\tau_n$ . Во втором случае, когда на ПХ наблюдается выброс, вводят дополнительные параметры – время установления  $\tau_y$  и величину выброса  $\delta$ . *Время нарастания* измеряют по осциллограмме между точками уровней 0.1 и 0.9 от установившегося значения сигнала. Если входной скачок имеет конечное время фронта  $\tau_{фр}$ , то время нарастания  $\tau_n$  рассчитывают по формуле:

$$\tau_n = \sqrt{\tau_{изм}^2 - \tau_{фр}^2},$$

где  $\tau_{\text{изм}}$  – величина, измеренная по шкале осциллографа. *Время установления* отсчитывают между уровнем 0.1 и моментом, когда осцилляции на вершине ПХ станут пренебрежимо малы (обычно 1 % от начальной амплитуды колебательного процесса). *Выброс* оценивают в процентах от амплитуды ПХ.

Переходная характеристика показывает степень искажения сигналов с резкими перепадами (например, импульсные и цифровые сигналы). Для гармонических сигналов важнее частотные свойства осциллографа, которые описываются формой его АЧХ. АЧХ осциллографа – это зависимость вертикального размера изображения гармонического сигнала от его частоты. Измеряется АЧХ при подаче гармонического сигнала от перестраиваемого генератора путем измерения размера изображения по вертикали на разных частотах.

Важнейшим параметром АЧХ является верхняя граничная частота осциллографа  $f_{\text{в}}$ . Она определяется по спаду АЧХ до уровня 0.707 от значения на низкой (опорной) частоте. Верхняя граничная частота определяет полосу пропускания осциллографа, в пределах которой искажения спектра сложного сигнала считаются допустимыми. Верхнюю граничную частоту и время нарастания ПХ согласно ГОСТ принято связывать между собой соотношением:

$$\tau_{\text{н}} = \frac{350}{f_{\text{в}}},$$

где частота выражена в мегагерцах, а время – в наносекундах. Это соотношение хорошо аппроксимирует связь временных и частотных параметров каналов  $Y$  современных ЭЛО.

Очевидно, что измерение амплитуды гармонического сигнала на границе полосы пропускания приводит к значительным погрешностям (до 30 % на  $f_{\text{в}}$ ). Поэтому используют и другой параметр – *нормальный диапазон* АЧХ. Это полоса частот, в пределах которой неравномерность АЧХ не превышает погрешности коэффициента отклонения, заявленной для данного осциллографа. *Расширенный диапазон* АЧХ – это интервал частот, в котором неравномерность АЧХ (а следовательно, и точность измерения амплитуды) не превышает 10 %. Для узкополосных осциллографов (с полосой менее 1 МГц) параметры АЧХ являются основными параметрами канала  $Y$ .

От формы АЧХ зависит и вид ПХ. Оптимальной формой, которая обеспечивает наименьшее время нарастания, обладает характеристика, близкая к АЧХ фильтра Гаусса:

$$A(f) = \exp\left(-0.35 \frac{f}{f_B}\right).$$

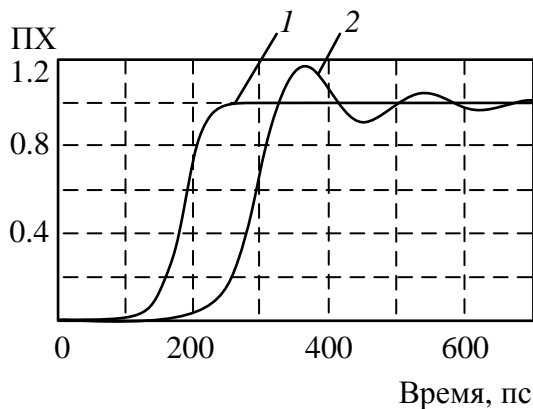


Рис. 3.10. ПХ осциллографа:  
1 – АЧХ, близкая к гауссовской;  
2 – максимально плоская АЧХ

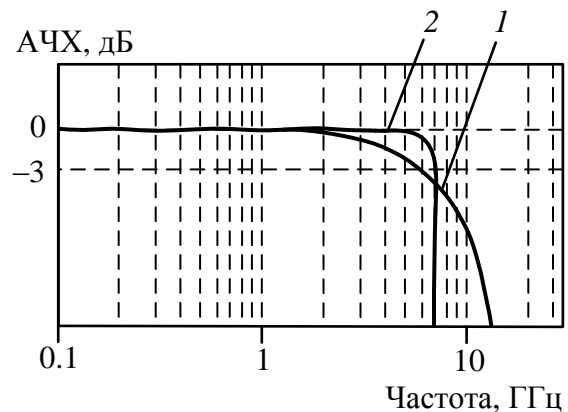


Рис. 3.11. АЧХ осциллографа:  
1 – близкая к гауссовской;  
2 – максимально плоская

На рис. 3.10 приведены переходные характеристики, соответствующие двум типам амплитудно-частотных характеристик осциллографа:

- 1) близкой к гауссовской – время нарастания  $\tau_H = 58$  пс;
- 2) максимально плоской (характеристика Баттерворта высокого порядка) –  $\tau_H = 82$  пс.

На рис. 3.11 приведены гауссовская и максимально плоская АЧХ осциллографа с верхней граничной частотой 6 ГГц. АЧХ, близкая к гауссовской, трудно реализуется на практике, в большинстве осциллографов используется максимально плоская АЧХ.

### 3.5. Классификация методов осциллографических измерений

Примерная классификация осциллографических методов измерения напряжения приведена на рис. 3.12.

Методы делятся на две группы. Первая группа – традиционные методы визуального наблюдения сигнала на экране и измерения его параметров по калиброванной сетке (метод калиброванных шкал), а также метод сравнения с эталонным напряжением. В последнем случае используют либо метод замещения (уравнивания), либо прямое сравнение с эталонным напряжением. Вторая группа методов предполагает прямое аналого-цифровое преобразование мгновенных значений входного сигнала. Результат измерения получают выбором из массива отсчетов нужных значений сигнала.

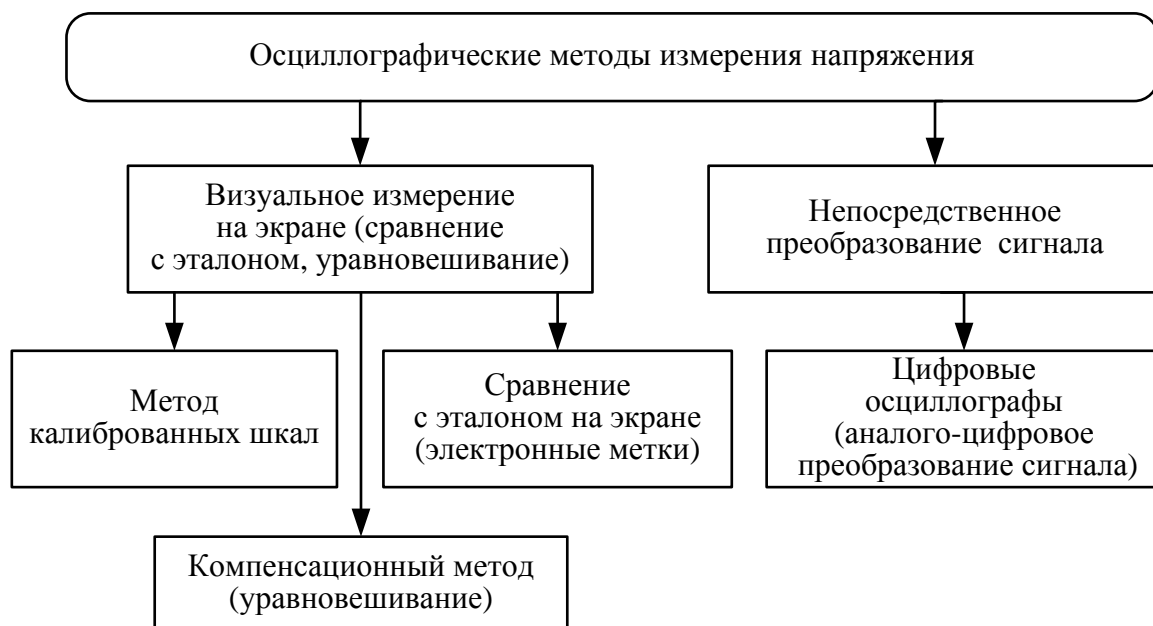


Рис. 3.12. Классификация осциллографических методов измерения напряжения

Классификация осциллографических методов измерения временных интервалов представлена на рис. 3.13.



Рис. 3.13. Классификация осциллографических методов измерения временных интервалов

Визуальные методы измерения временных интервалов включают метод калиброванных шкал, метод сравнения с длительностью образцового импульса (сравнения длительностей измеряемого и эталонного сигналов). Точная калибровка развертки дает возможность использовать электронные курсоры или метки (метод сравнения с эталонным напряжением, пересчитанным в длительность). Используют также метод замещения (компенсационный метод) – смещение изображения по горизонтали образцовым напряжением и пересчет его в длительность. В осциллографах с двойной разверткой применяют метод замещения с использованием задержанной развертки.

Методы непосредственных измерений включают использование калиброванной дискретизации во времени в цифровом осциллографе и калиброванным шагом считывания в стробоскопических осциллографах при трансформации временного масштаба. Эти методы будут рассмотрены в следующей главе.

### ***3.5.1. Метод калиброванных шкал***

Измерение напряжений с помощью осциллографа производят, как правило, методом калиброванных шкал. Перед измерениями осциллограф должен быть откалиброван по вертикали, для чего на вход  $Y$  подают сигнал калибратора с известными параметрами. Обычно используют сигнал прямоугольной формы (меандр) с точно известной амплитудой. Плавной регулировкой усиления канала  $Y$  добиваются соответствия вертикального размера изображения сигнала калибратора установленному коэффициенту отклонения  $K_0$  осциллографа. Значения  $K_0$  нанесены на шкалу калиброванного аттенюатора, плавная регулировка данного коэффициента при этом не используется (ручка плавного изменения должна находиться в фиксированном положении, обозначаемом обычно «КАЛИБР»).

Желательно выбрать коэффициент отклонения так, чтобы размер изображения составлял 80–90 % от вертикального размера шкалы осциллографа. При этом относительная погрешность дискретности шкалы минимальна. Далее измеряют интересующий размер изображения по вертикали в делениях шкалы. Умножив число делений на установленный коэффициент отклонения, получают искомое значение напряжения.

Измерение временных интервалов проводят также методом калиброванных шкал. Методика подобна описанной выше, но калибровку осцил-



лографа по оси  $X$  производят плавной подстройкой длительности прямого хода развертки по образцовому меандру с известным периодом. Измеренный интервал (в делениях шкалы) умножают на коэффициент развертки  $K_p$ . При использовании растяжки его необходимо умножить на коэффициент растяжки (обычно 0.1).

Метод калиброванных шкал прост, не требует дополнительных устройств, поэтому является основным методом измерений для осциллографа. К данному методу привязаны основные метрологические параметры осциллографа. Точность метода определяется погрешностью установки коэффициентов отклонения и развертки, конечными размерами светового пятна и дискретностью шкалы, нелинейностью масштаба по вертикали и горизонтали. Для увеличения точности используют разнообразные методы измерения, реализуемые с помощью дополнительных устройств и схем.

### 3.5.2. Компенсационный метод измерения (метод замещения)

Для измерения напряжения методом замещения применяют двухканальный осциллограф в режиме сложения (вычитания) входных сигналов. Возможно также использование одноканального осциллографа с дифференциальным входом канала  $Y$ . На рис. 3.14, *a* представлена структурная схема подключения сигналов к осциллографу.

На первый вход подают исследуемый сигнал (например, последовательность прямоугольных импульсов). Опорное напряжение, поданное на второй вход, регулируют таким образом, чтобы пьедестал импульса совместился с выбранной горизонтальной линией шкалы (рис. 3.14, *б*). Фиксируют значение опорного на-

пряжения  $U_{01}$ . Затем устанавливают такое значение опорного напряжения  $U_{02}$ , чтобы с этой же линией шкалы совместилась вершина импульса (рис. 3.14, *б*). Разность напряжений  $U_{02} - U_{01}$  пропорциональна амплитуде импульса. Коэффициент пропорциональности найдем, приравнивая размер

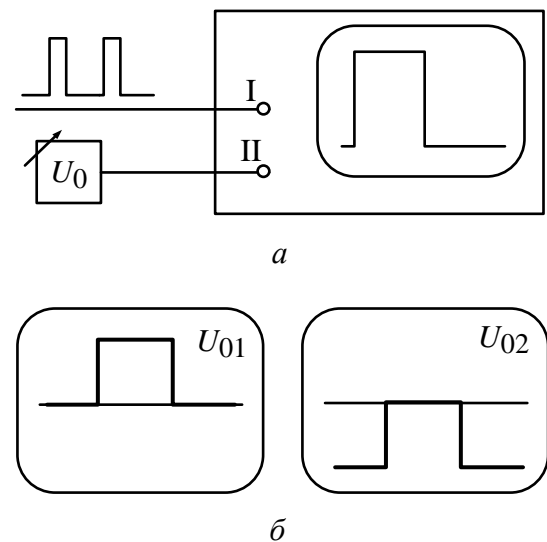


Рис. 3.14. Метод замещения:  
*a* – структурная схема; *б* – вид экрана

импульса на экране  $U_m/K_{01}$  и величину перемещения изображения  $(U_{02} - U_{01})/K_{02}$ :

$$\frac{U_m}{K_{01}} = \frac{U_{02} - U_{01}}{K_{02}},$$

где  $K_{01}$  и  $K_{02}$  – коэффициенты отклонения по первому и второму входам. Отсюда следует:

$$U_m = \frac{(U_{02} - U_{01}) K_{01}}{K_{02}}.$$

Источниками погрешностей данного метода являются точность установки опорного напряжения (погрешность меры), точность совмещения точек изображения с линией шкалы (погрешность сравнения) и погрешность установки отношения коэффициентов отклонения (т. е. погрешность дискретной шкалы аттенуаторов осциллографа). Как видим, исключены погрешности, связанные с нелинейностью отклонения по вертикали и с дискретностью шкалы осциллографа. Метод не требует предварительной калибровки осциллографа. К недостаткам следует отнести необходимость иметь источник опорного напряжения с плавной перестройкой и высокой точностью установки, а также большое время измерения.

Реализовать метод замещения для измерения временных интервалов можно в осциллографах с двойной разверткой. Для этого используют режим, когда задержанная развертка Б запускается от основной развертки А.

Развертку А регулируют так, чтобы получить неподвижное изображение сигнала. Коэффициент развертки Б устанавливают меньше, чем развертки А, режим работы – ждущий. Соответственно, масштаб изображения соответствующий развертке Б получается крупнее. Регулируя задержку («МНОЖИТЕЛЬ ЗАДЕРЖКИ»), совмещают начало измеряемого временного интервала с произвольной вертикальной линией шкалы и фиксируют

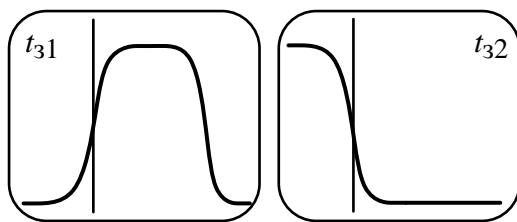


Рис. 3.15. Осциллограммы при измерении длительности методом замещения

значение задержки  $t_{31}$  (рис. 3.15). Затем с той же линией совмещают конец измеряемого временного интервала и фиксируют задержку  $t_{32}$ . Измеренный временной интервал равен:

$$t_{\text{изм}} = (t_{32} - t_{31}) K_{pA},$$

где  $K_{pA}$  – коэффициент развертки А.

Причины погрешностей метода – неточность калибровки развертки А, нелинейность развертки А, погрешность градуировки шкалы задержки, неточность совмещения точек осциллограммы с вертикальной линией шкалы. Остальные причины погрешностей, характерные для метода калиброванных шкал (дискретность шкалы, субъективные погрешности, конечная толщина луча и пр.), здесь исключены.

### 3.5.3. Метод сравнения с эталоном

Значительное увеличение точности осциллографических измерений достигается при использовании метода *сравнения с эталоном*. Суть метода – создание на экране одновременно с сигналом эталонного изображения в виде линий (курсоров) или точек (электронных меток) и совмещение их с измеряемыми фрагментами сигнала. Электронные метки используют в автоматизированных аналоговых осциллографах с цифровыми измерительными блоками.

Рассмотрим возможный вариант реализации метода для измерения напряжения, представленный на рис. 3.16, а.

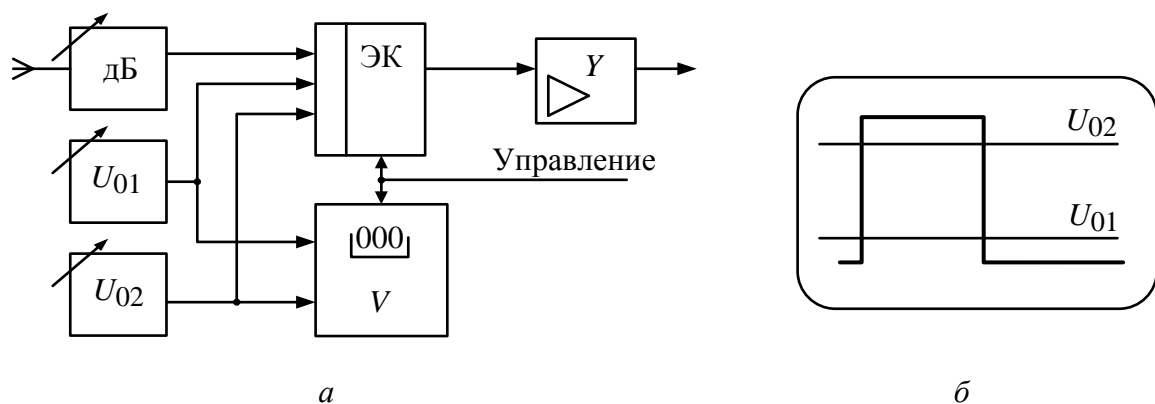


Рис. 3.16. Вариант схемы создания курсоров уровня:  
а – структурная схема; б – вид экрана

Электронный коммутатор (ЭК) поочередно подключает к каналу  $Y$  измеряемый сигнал и два образцовых постоянных напряжения  $U_{01}$  и  $U_{02}$ . Значения этих напряжений можно плавно регулировать. Их разность измеряется встроенным цифровым вольтметром. На экране образуется изображение сигнала и двух горизонтальных линий – курсоров эталонных уровней (рис. 3.16, б). Процесс измерения сводится к перемещению этих курсоров к нужным точкам изображения и отсчету значения измеряемого интервала напряжения. При индикации учитывается установленный коэф-

коэффициент отклонения в канале исследуемого сигнала, что позволяет реализовать прямопоказывающий измерительный прибор. Погрешность измерения зависит от точности измерения разности эталонных напряжений и погрешности совмещения курсоров с выбранными точками сигнала.

Похожим способом измеряют временные интервалы. Временные метки-маркеры можно создать с помощью схемы, представленной на рис. 3.17, а. Опорные напряжения сравниваются с напряжением развертки двумя компараторами. На один подают напряжение  $U_{01}$ , на второй – сумму  $U_{01} + U_{02}$ . На выходе компараторов образуются импульсы, формирующие с помощью RS-триггера прямоугольный импульс, длительность которого соответствует расстоянию между точками пересечения линии развертки и опорных напряжений (рис. 3.17, б).

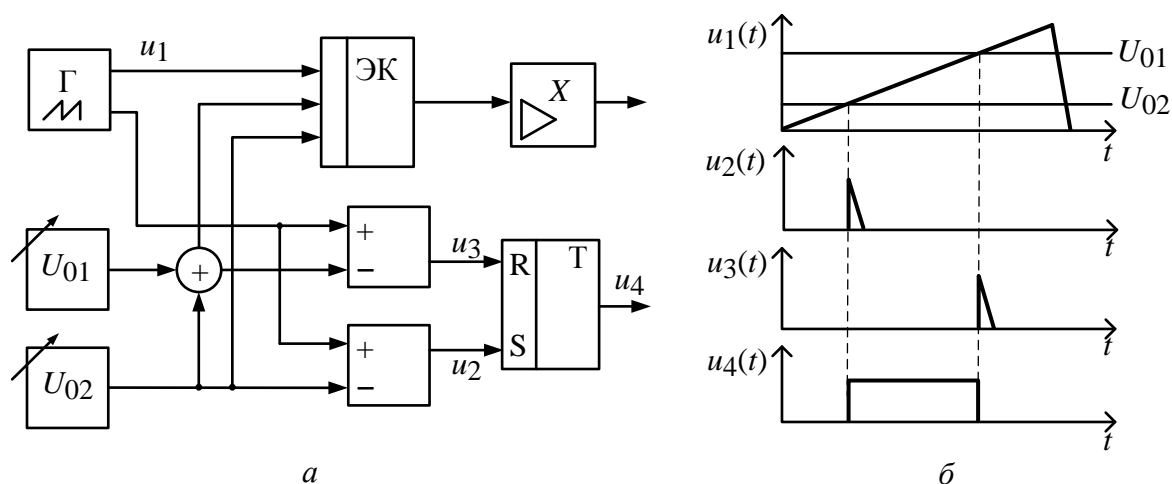


Рис. 3.17. Создание электронных курсоров по оси времени:  
а – структурная схема; б – вид экрана

Длительность импульса измеряется электронно-счетным частотомером (ЭСЧ). Опорные напряжения и напряжение развертки через электронный коммутатор поочередно подключаются к усилителю канала X. При подаче развертки высвечивается исследуемый сигнал, при подаче напряжений луч находится в двух точках, соответствующих границам измеряемого интервала. Таким образом, формируются две точки – маркеры длительности. Совмещая маркеры с границами интересующего интервала, на табло ЭСЧ получаем его измеренное значение. Погрешность метода включает погрешность измерения временного интервала (погрешность частотомера), неточность срабатывания компараторов, неточность совмещения меток с точками изображения.

В автоматизированных осциллографах с цифровыми измерительными блоками схемы, подобные рассмотренным ранее, совмещены. Эталонные сигналы воспроизводятся в виде двух ярких точек – *электронных меток*. Эти метки размещают на нужных точках изображения. Интервалы напряжения и времени, соответствующие расстоянию между метками, отображаются на индикаторе. Весьма популярным в таких осциллографах является вывод буквенно-цифровой информации результата измерения на экран электронно-лучевой трубки (по углам). Кроме того, цифровой блок обеспечивает индикацию информации об установленных масштабных коэффициентах, режимах работы развертки и пр.

В таких осциллографах применяют различные способы автоматизации измерений. Кроме измерения интервалов напряжений и времени используют процентные измерения – осциллограф показывает результат измерения в процентах от заранее измеренного значения (например, в долях амплитуды или периода, принимаемых за 100 %). Часто предусматривают автоматическую установку требуемых уровней отсчета длительности. Сначала устанавливают метки на точки, соответствующие амплитуде импульса  $U_m$ , затем включают режим, при котором метки автоматически устанавливаются на уровень 0.5 или 0.1...0.9 от зафиксированной ранее  $U_m$ . Задача оператора в этом случае только совместить метки с сигналом по горизонтали.

В осциллографах с цифровым блоком часто используют режим автоматического измерения частоты и периода исследуемых сигналов. Учитывается то обстоятельство, что при неподвижном изображении устройство синхронизации осциллографа вырабатывает импульсы с частотой, точно равной частоте входного сигнала. Частота или период синхроимпульсов измеряются в цифровом блоке осциллографа методом дискретного счета. Возможно также измерение длительности импульсов и скважности. Такие возможности упрощают проведение измерений и сокращают их трудоемкость.

В заключение отметим, что осциллографы с цифровыми измерительными блоками для исследуемого сигнала остаются обычными аналоговыми универсальными ЭЛО. Цифровая обработка сигнала в них не предусмотрена, она реализована в цифровых осциллографах, рассмотренных в следующей главе.

## 4. ЦИФРОВЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

### 4.1. Принцип действия и структурная схема цифрового осциллографа

В обычном электронно-лучевом осциллографе используется аналоговый способ создания изображения исследуемого сигнала на экране. В осциллографах с цифровыми измерительными блоками этот принцип не меняется – цифровая часть выполняет только функции создания эталонного изображения (электронных меток). Принцип осциллографирования, основанный на преобразовании аналогового сигнала в поток цифровых данных, запоминаемый в оперативном запоминающем устройстве (ОЗУ) и отображаемый на экране в виде массива светящихся точек, получил название *цифровой осциллографии*, а реализующие его приборы – *цифровых осциллографов* (ЦО). Преобразование мгновенных значений сигнала в цифровые коды и хранение их в блоке памяти определяют ряд преимуществ ЦО по сравнению с аналоговыми осциллографами:

1. Возможность работы ЦО с одиночными и случайными сигналами, которые запоминаются и обрабатываются неограниченное время. Именно поэтому ЦО называют *Digital Storage Oscilloscope* (DSO – цифровой запоминающий осциллограф).

2. Высокая точность измерения напряжения и временных интервалов, характерная для цифровых приборов.

3. Расширенные возможности синхронизации и запуска.

4. Возможность проведения косвенных измерений с индикацией результатов на экране.

5. Простое подключение к измерительным системам.

Особенностью ЦО является разделение блоков оцифровки входного сигнала и блоков построения изображения на экране. В ЦО отсутствует сквозной тракт прохождения сигнала от входа до индикатора. При этом упрощается построение широкополосных входных усилителей, так как от них не требуется больших выходных напряжений. Построение изображения производят программным способом. Быстродействие ЦО ограничивается в основном возможностями АЦП. Для его повышения приходится использовать АЦП с небольшой разрядностью, что приводит к появлению на экране заметных шумов квантования.

Обобщенная структурная схема цифрового осциллографа представлена на рис. 4.1. Входной аналоговый блок выполняет обычные для осцилло-

графа функции – регулировку чувствительности, переключение «открытый–закрытый» вход, усиление сигнала. Далее сигнал поступает на быстродействующий аналого-цифровой преобразователь. Моменты выборок значений сигнала определяются тактовой частотой АЦП (дискретизация по времени). Квантование сигнала по уровню задается разрядностью АЦП. Как правило, используют равномерную дискретизацию – мгновенные отсчеты сигнала берутся через равные отрезки времени (интервалы дискретизации) и им присваивается цифровой код, соответствующий ближайшему уровню квантования. Разность между соседними уровнями называется интервалом квантования, он определяет разрешающую способность цифрового осциллографа по напряжению. Интервал дискретизации определяет быстродействие осциллографа – чем меньше этот интервал, тем более быстрые процессы можно наблюдать на экране без искажения.

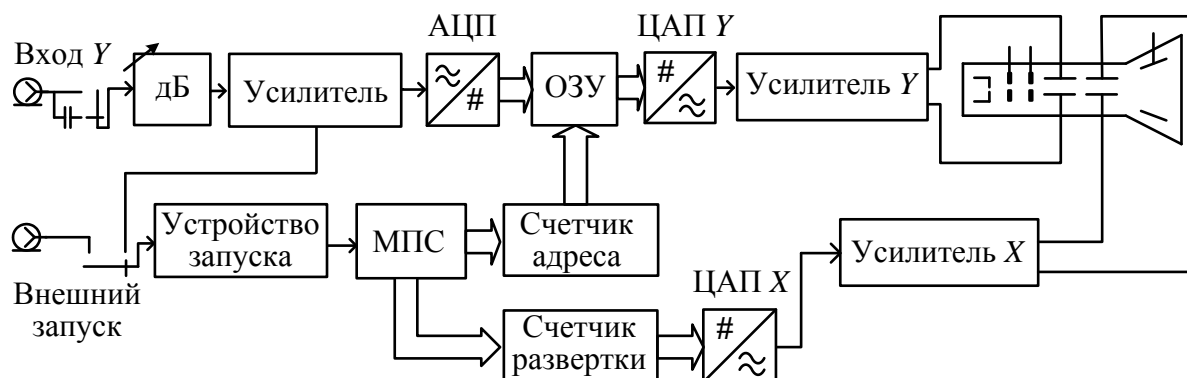


Рис. 4.1. Структурная схема цифрового осциллографа с индикатором на ЭЛТ

Массив цифровых данных с АЦП поступает в ОЗУ. При формировании изображения микропроцессорной системой (МПС) данные сигнала последовательно извлекаются из ОЗУ. Для управления выборкой из ОЗУ используют счетчик адресов. Цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) канала  $Y$  преобразует поток цифровых данных в аналоговый сигнал, который поступает на вход  $Y$  осциллографического индикатора. Одновременно с помощью счетчика развертки вырабатываются линейно нарастающие коды, имитирующие ход осциллографической развертки. Эти коды подают на вход канала  $X$ . Аналоговый сигнал развертки формируют с помощью ЦАП и подают его на вход  $X$  индикатора.

Традиционные ЭЛТ в сочетании с ЦАП в каналах  $X$  и  $Y$  используют в комбинированных аналого-цифровых осциллографах. В цифровых осциллографах применяют матричные дисплеи (монохромные и цветные), не требующие обратного цифроаналогового преобразования. Электровакуум-

ные растровые дисплеи в настоящее время заменены матричными индикаторами на жидкокристаллических панелях. Такие дисплеи компактны, не требуют высоковольтных источников питания, обеспечивают равномерную яркость изображения и легкость оцифровки осциллограммы.

Момент начала формирования изображения, как и в аналоговом осциллографе, определяется устройством запуска. С этого устройства на микропроцессор поступает импульс, соответствующий началу входного сигнала (или сигнала внешнего запуска). Однако в ЦО предусматривают и программные способы запуска на основе анализа всего преобразованного сигнала.

Для оцифровки мгновенных значений сигнала в ЦО используют быстродействующие АЦП не очень высокой разрядности (8...10 бит). Частоту дискретизации выбирают в пределах от 10...100 МГц (в дешевых моделях) до единиц и даже десятков гигагерц (в быстродействующих ЦО).

Рассмотрим работу параллельного АЦП, который имеет высокую скорость преобразования – от единиц гигагерц ( $10^9$  отсч./с) для стандартных устройств до 10...20 ГГц для оригинальных разработок. Обычно параллельные АЦП имеют разрешение не более 8 разрядов, но в дорогих моделях встречаются и 10-разрядные варианты.

На рис. 4.2 показана упрощенная схема 3-разрядного параллельного АЦП. Он содержит линейку компараторов, делитель напряжения и дешифратор.

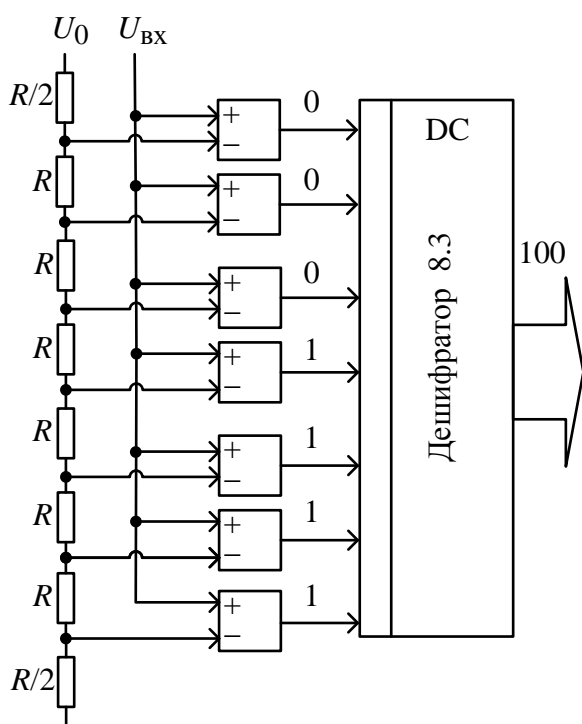


Рис. 4.2. Трехразрядный АЦП параллельного типа

Каждый компаратор сравнивает входное напряжение  $U_{ВХ}$  с порогами дискриминации, последовательно увеличивающимися на шаг изменения  $\Delta U$ :

$$U_n = U_{n-1} + \Delta U.$$

Эти пороги формируются из опорного напряжения  $U_0$  прецизионным резистивным делителем. Значения опорных напряжений начинаются со значения, равного половине младшего значащего разряда, и увеличиваются при переходе к каждому следующему компаратору с шагом, равным  $\Delta U = U_0/2^k$  ( $k$  – двоичная разрядность АЦП). В результате для



3-разрядного АЦП требуется  $2^3 - 1 = 7$  компараторов. Но для 8-разрядного параллельного АЦП их потребуется уже 255! С увеличением входного напряжения компараторы последовательно, начиная с компаратора младшего разряда, устанавливаются свои выходы в логическую единицу. Сигналы на выходе линейки компараторов ведут себя аналогично положению столбика ртутного термометра, поэтому его иногда называют *термометрическим* кодом. Для приведения данного кода к более компактному двоичному виду используют преобразователь кодов (дешифратор).

Быстродействие параллельных АЦП ограничено только скоростью сравнения напряжений в компараторах. Из-за необходимости использовать большое количество компараторов указанные АЦП потребляют значительную мощность и довольно громоздки. Комбинация нескольких таких АЦП, работающих со сдвигом по времени (конвейерные АЦП), позволяет значительно увеличить эффективную частоту дискретизации сигнала. Когда не требуется высокая скорость преобразования, а определяющими факторами являются невысокая цена и низкое энергопотребление, применяют более компактные АЦП последовательного приближения, рассмотренные ранее в гл. 2, посвященной цифровым вольтметрам. Используют также комбинированные параллельно-последовательные схемы.

Блок памяти ЦО состоит из двух частей: быстрое буферное ОЗУ (БОЗУ) и медленное ОЗУ (МОЗУ). Быстрое ОЗУ осуществляет прием данных от АЦП в реальном времени с частотой дискретизации входного сигнала. Этот буфер построен по принципу FIFO (первым вошел – первым вышел), т. е. при записи нового отсчета исчезает самый «старый» отсчет. Быстродействующее устройство памяти достаточно дорого, поэтому в дешевых моделях емкость БОЗУ невелика (1...64 Кслов). Для быстродействующих ЦО ее делают существенно больше. Например, в современных моделях фирмы «Tektronix» TDS-6604 емкость БОЗУ составляет 250 Кслов, в TDS-7704B – 64 Мслова, при этом скорость записи-чтения значительна (2...100 Мслов/с и более), что позволяет синхронизировать работу БОЗУ с частотой дискретизации АЦП.

Объем БОЗУ – важнейший параметр ЦО. Он определяет максимальное количество точек, которыми может быть представлен исследуемый сигнал. Эта память в обычном режиме работы непрерывно пополняется от АЦП. Необходимая длина памяти Mem (глубина памяти) связана с требуемым осциллографе коэффициентом развертки  $K_p$  и частотой дискретизации  $f_d$  соотношением  $Mem = K_p 10 f_d$  (длина шкалы 10 дел.). Для больших коэф-

фициентов развертки (например, при наблюдении медленных сигналов) объем памяти может оказаться недостаточным. В этом случае приходится уменьшать частоту дискретизации сигнала.

Как правило, для изображения сигнала на обычном матричном индикаторе достаточно 500–1000 точек. В ряде осциллографов изображение строят для большего количества точек, чем выводится на экран (скрытый экран). Это позволяет, просматривая изображение, смещать его влево и вправо, анализируя начальные и конечные фрагменты сигнала. Обычно возникает ситуация, когда на одну точку изображения приходится несколько отсчетов, количество которых задается выбранным временным масштабом и частотой дискретизации. Алгоритмы построения изображения в этом случае будут рассмотрены далее.

Второй блок памяти – медленное ОЗУ – представляет собой оперативное запоминающее устройство микропроцессорной системы. МОЗУ имеет большую емкость и используется микропроцессором для хранения результатов вычислений и обработки входных отсчетов, данных изображения (видеопамять) и пр.

Цифровые осциллографы делают многоканальными (как минимум двухканальными). Преобразованные сигналы распределяются по имеющейся памяти, поэтому обычно глубина памяти на один канал в 2 раза меньше, чем в одноканальном режиме.

Для подключения осциллографа к измерительной системе предусматривают встроенные интерфейсы *GPIB*, *LAN*, *USB* и др. Посредством интерфейса ЦО подключают к персональному компьютеру. Осциллограммы и данные осциллограмм переносятся с экрана в автономное приложение на персональном компьютере, а также могут быть распечатаны на принтере.

Представленные на рынке цифровые осциллографы можно условно разделить на несколько видов:

1. Бюджетные модели ЦО с полосой рабочих частот до 100...500 МГц. Это относительно недорогие компактные приборы широкого применения. В основном они предназначены для замены универсальных аналоговых осциллографов.

2. Комбинированные портативные ЦО в сочетании с мультиметром. Их называют скопметрами (scopemeters). Эти приборы имеют компактную конструкцию с жидкокристаллическим дисплеем небольшого размера, автономное питание (время работы без подзарядки до нескольких часов); предназначены для работы в производственных и полевых условиях.

3. Многофункциональные вычислительные ЦО с мощными встроенными микропроцессорами и компьютерами. Имеют повышенную частоту дискретизации (так, частота 20 ГГц и выше в реальном времени уже достигнута в современных моделях осциллографов класса *high-end* фирм «Tectronix», «LeCroy» и «Agilent»).

4. Виртуальные ЦО, выполняемые в виде приставок к персональному компьютеру. Такая приставка содержит аналоговую часть ЦО и АЦП. Для связи с компьютером часто используют интерфейс USB, поэтому такие приборы носят название USB-осциллографы. Программное обеспечение такого осциллографа позволяет получить на экране ПК переднюю панель виртуального прибора и наблюдать результат его работы.

#### 4.2. Режимы работы цифрового осциллографа

Рассмотрим основные режимы работы блока развертки ЦО. Он преобразует коды, вырабатываемые микропроцессором, в напряжение развертки. Для матричных дисплеев коды развертки преобразуются в номер столбца, соответствующего отображаемой точке. Номер строки дисплея определяется кодом преобразованного значения сигнала. Наиболее простой режим работы развертки имитирует работу самописца (режим *самописца* – *ROLL mode*) и заключается в следующем. Входной сигнал непрерывно записывается в БОЗУ. Одновременно отсчет сигнала выводится в правом краю экрана. При поступлении следующего отсчета осциллограмма сдвигается на один столбец влево. Процесс повторяется с каждым новым отсчетом. Таким образом, осциллограмма на экране плавно смещается справа налево, имитируя движение ленты самописца. При достижении левой части экрана самый старый отсчет теряется. Очевидно, что такое изображение можно наблюдать только при медленных развертках, в противном случае изображение будет смещаться слишком быстро. В любой момент «самописец» можно остановить и зафиксировать изображение сигнала. Режим самописца в сочетании с запуском ЦО по приходу сигнала позволяет наблюдать редко происходящие события.

Для быстрых сигналов режим самописца применять сложно, так как скорость перемещения изображения становится слишком велика. В этом случае используют *одиночный режим* развертки (*single shot mode*). В нем отсутствует непрерывный вывод отсчетов на экран. Кадр изображения строится последовательно (в реальном времени) по отсчетам входного сигнала при возникновении события запуска (например, при ручном нажатии кнопки «ПУСК», подаче внешнего сигнала запуска) (рис. 4.3).

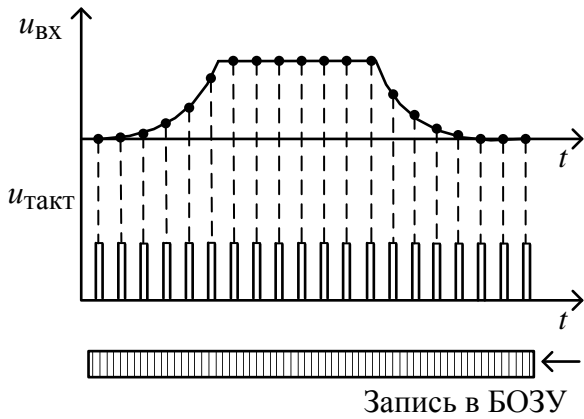


Рис. 4.3. Построение осциллограммы сигнала в режиме реального времени

Он аналогичен автоколебательному и ждущему режимам аналогового осциллографа. В автоколебательном режиме кадры изображения непрерывно строятся даже в отсутствие события запуска. В ждущем режиме кадр строится только при появлении события запуска. Однако в ЦО между событиями запуска на экране сохраняется предыдущий кадр изображения (в аналоговом осциллографе изображение в этом случае отсутствует).

Режим эквивалентного времени (*equivalent time mode*) применяют для наблюдения коротких повторяющихся сигналов, когда количество отсчетов от одной копии сигнала на экране в режиме реального времени становится слишком малым. В режиме эквивалентного времени кадр строится на основе данных оцифровки нескольких копий сигнала. На рис. 4.4 показано изображение, полученное при наложении отсчетов нескольких циклов регистрации сигнала.

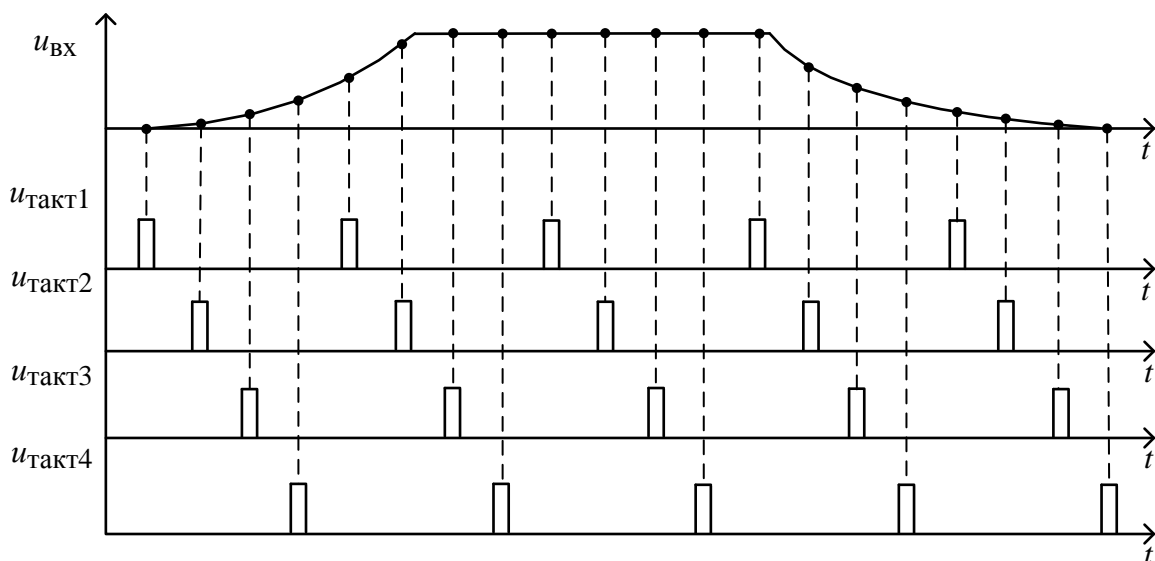


Рис. 4.4. Построение осциллограммы сигнала в режиме эквивалентного времени

Скорость вывода осциллограммы не обязательно совпадает со скоростью оцифровки сигнала. Это позволяет реализовать режим *растяжки изображения* с сохранением его параметров (точности, яркости и пр.) даже для одиночного режима развертки.

Для наблюдения повторяющихся сигналов используют непрерывный режим развертки (*refresh mode*).

Этот режим напоминает принцип преобразования временного масштаба, используемый в аналоговых стробоскопических осциллографах, но там от каждой копии сигнала образуется только один отсчет. В режиме эквивалентного времени можно наблюдать осциллограмму сигнала в масштабе, соответствующем значительно большей эквивалентной частоте дискретизации (до единиц и даже десятков гигагерц). Однако это возможно только при исследовании повторяющихся сигналов.

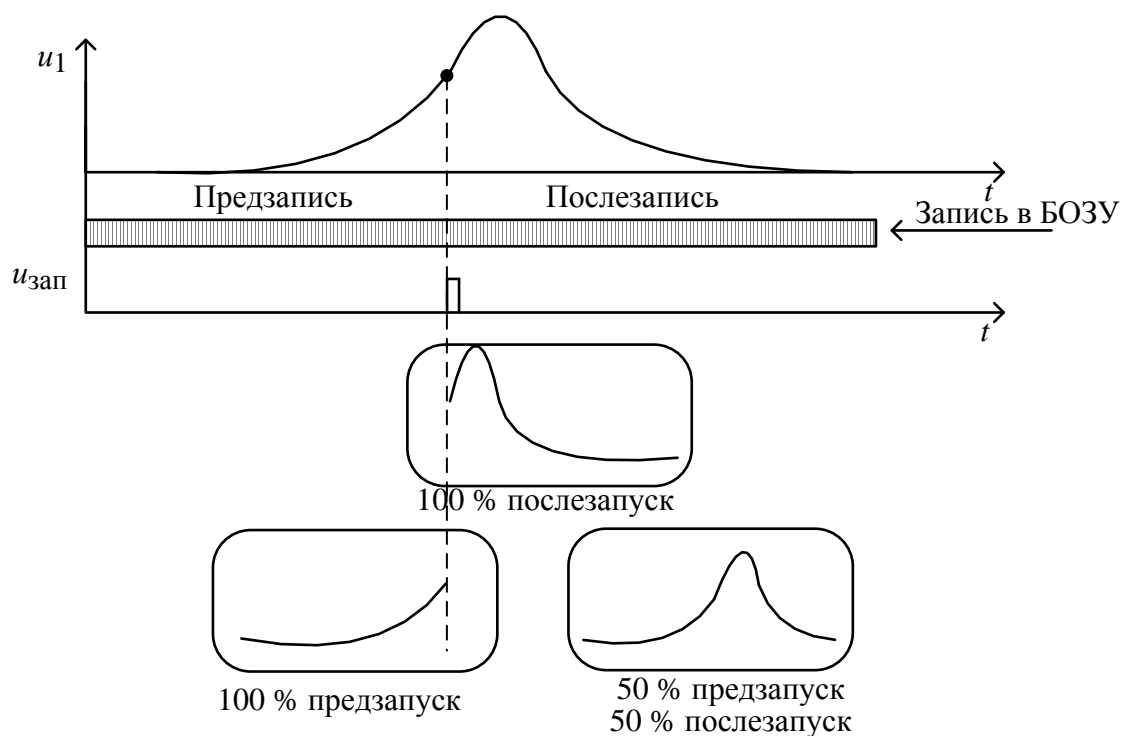


Рис. 4.5. Режимы предзапуска и послезапуска ЦО

Отображение сигнала делается из части БОЗУ, поэтому в ЦО возможны режимы «предзапуска» и «послезапуска». Эти режимы специфичны для ЦО и заключаются в следующем. Аналоговый осциллограф воспроизводит входной сигнал только после импульса запуска, а информация о других частях сигнала отсутствует. В ЦО АЦП непрерывно пополняет информацию в БОЗУ. Событие запуска (например, фронт входного сигнала, приход внешнего импульса запуска) делит содержимое БОЗУ на две части: буфер предпусковых данных (*предзапись*) и буфер послепусковых данных (*послезапись*). Поиск события запуска осуществляется после того, как заполнен буфер предпусковых данных. Если при построении изображения осуществить сдвиг адресов БОЗУ (например, считывать данные, предшествующие событию запуска), то на экране воспроизведется форма сигнала, предшествующая запуску. Сдвиг адресов в другую сторону позволяет получить задержанный относительно события запуска сигнал.

Режим *предзапуска* позволяет «заглянуть в прошлое» на ту часть сигнала, которая предшествовала запускающему импульсу. Режим *послезапуска* обеспечивает задержку изображения относительно момента запуска. Обычный режим запуска ЦО: 50 % предзапись – 50 % послезапись. При этом точка запуска строится в центре экрана индикатора (рис. 4.5). Наличие режимов предзапуска и послезапуска – важное преимущество ЦО, отсутствующее в аналоговых ЭЛО.

Рассмотрим условия неискаженного воспроизведения формы сигнала на экране. В ЦО осуществляется дискретизация исследуемого сигнала во времени. Частота дискретизации  $f_d$  по теореме Котельникова связана с верхней граничной частотой спектра сигнала  $f_B$ , форму которого можно восстановить без искажения ( $f_d > 2f_B$ ). При индикации отсчетов сигнала в виде точек на экране реконструкция его формы происходит визуально, путем мысленного соединения ближайших точек. При малом количестве отсчетов даже при выполнении условия Котельникова возможен эффект «наложения», когда глаз оператора конструирует ложное изображение (*alias*). На рис. 4.6 демонстрируется эффект наложения при наблюдении гармонического сигнала, на период которого попадает 2 отсчета.

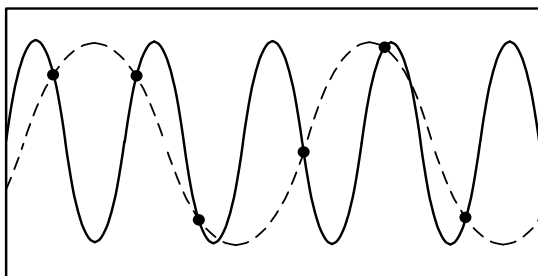


Рис. 4.6. Эффект наложения при недостаточной частоте дискретизации

Чтобы избежать эффекта наложения, следует придерживаться простого правила: частота дискретизации должна быть по крайней мере в 10–20 раз выше частоты сигнала. Все это касается любого цифрового осциллографа в режиме *точечного (dots)* построения изображения.

В случае недостаточного количества точек необходимо использовать режим *интерполяции* (иногда называемый *векторным* режимом построения изображения). Чаще всего в ЦО применяются два метода – линейная и синусоидальная интерполяция. При *линейной* интерполяции добавляются точки, расположенные на прямой линии между отсчетами сигнала. При этом для получения качественного изображения достаточно выполнять условие  $f_d > 10f_B$ . Линейная интерполяция больше подходит импульсным сигналам. Для гладких сигналов лучше использовать синусоидальную интерполяцию типа « $\sin(x)/x$ », которая позволяет получить приемлемое качество изображения уже при  $f_d > (3 - 4)f_B$ . Для проведения интерполяции

необходимо проводить расчеты с большим массивом данных, что снижает скорость вывода осциллограмм на экран.

Рассмотрим теперь режимы построения изображения при достаточно большом количестве отсчетов сигнала. Как уже говорилось ранее, для матричного индикатора достаточно 500–1000 точек, соответствующих разрешающей способности экрана. В то же время часто возникает ситуация, когда количество отсчетов, попадающее на выбранный для наблюдения временной интервал (равный  $10K_p$ ), существенно превышает количество точек изображения. В этом случае на каждую точку изображения приходится выборка отсчетов, размер которой зависит от временного масштаба и частоты дискретизации. Возникает задача прореживания этой выборки (децимация), которая в известном смысле обратна задаче интерполяции. Прореживание данных производится при выводе изображения и выполняется по различным алгоритмам. Так, в *стандартном* режиме выводится на экран только одна точка из выборки (например последняя). В режиме *усреднения* соседних точек на экран выводится точка, представляющая собой среднее арифметическое отсчетов выборки. Этот режим позволяет эффективно снижать шумы квантования АЦП, однако на экране будут представлены не мгновенные значения оцифрованного сигнала, а результаты его обработки (усреднения). В ряде измерительных задач это нежелательно.

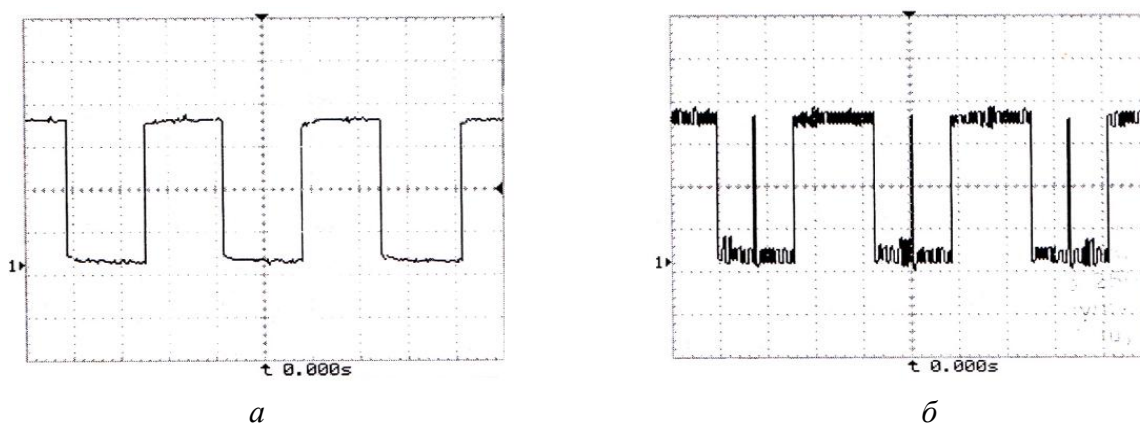


Рис. 4.7. Осциллограмма сигнала:  
*a* – в стандартном режиме; *б* – в режиме пик-детектора

В режиме *пик-детектора* каждая нечетная точка строится по отсчету с максимальным значением в выборке, следующая (четная) – по отсчету с минимальным значением в выборке. Режим пик-детектора позволяет не пропустить короткие выбросы в сигнале. Применение этого режима дает возможность использовать максимальную частоту дискретизации на длинных развертках. На рис. 4.7, *a*, *б* показаны осциллограммы сигнала в стан-

дартном режиме и при использовании пик-детектора. Наличие в сигнале коротких импульсных помех остается скрытым в стандартном режиме, но они хорошо наблюдаются в режиме пик-детектора.

Цифровые осциллографы имеют широкий выбор режимов *синхронизации и запуска*. Событие запуска в ЦО имеет смысл начала построения осциллограммы – по фронту, срезу, по определенной длительности сигнала, по заданному численно уровню сигнала. Синхронизация по длительности импульса (или по выбросу) – это запуск развертки по длительности импульса, меньшей или большей выбранного значения.

ЦО имеют режим синхронизации и запуска телевизионным сигналом по всем строкам, по выбранным строкам, по нечетным и четным полям, по всем полям композитного видеосигнала или телевещательных стандартов (*NTSC, PAL, SECAM*). Для исследования цифровых сигналов применяют запуск по кодовому слову, по заданному количеству импульсов, по сигналам шин интерфейсов (например, *USB, CAN, I2C* и др.). Это могут быть стартовые биты кадра данных, состояния начала и конца пакета данных и др.

В цифровых осциллографах режим *записи/воспроизведения* сигнала реализуется при однократном запуске АЦП. Буфер данных полностью заполняется, после этого сбор данных прекращается (отключается АЦП). Весь буфер БОЗУ при этом доступен для просмотра в произвольном масштабе (с растяжкой и сжатием – режим *ZOOM*, со смещением по времени).

### 4.3. Особенности применения цифровых осциллографов

Рассмотрим дополнительные возможности ЦО, которые улучшают вид осциллограмм и расширяют область применения приборов.

Режим *сглаживания* осциллограмм (*smoothing*) применяют как в однократном, так и в непрерывном режимах работы осциллографа. Это режим фильтрации данных, позволяющий уменьшить влияние шумов на изображение. Рассмотрим один из режимов сглаживания осциллограммы, состоящей из  $N$  точек. Текущая координата  $n$ -точки  $\overline{x_n}$  вычисляется как среднее арифметическое  $(N-1)/2$  координат  $x_i$  точек слева и  $(N-1)/2$  координат  $x_i$  точек справа от нее:

$$\overline{x_n} = \frac{1}{N} \left( \sum_{i=0}^{(N-1)/2} x_{n-i-1} + \sum_{i=0}^{(N-1)/2} x_{n+i+1} \right),$$

где  $x_i$  – отсчеты оцифрованного сигнала,  $\overline{x_n}$  – усредненные координаты точки на экране. В формулу входят как необработанные данные с АЦП, так



и результаты сглаживания предыдущих точек изображения. Например, для выборки  $N = 5$  берутся справа две новые точки изображения и две слева, полученные ранее.

Сглаживание несколько искажает форму сигнала, что эквивалентно уменьшению полосы пропускания осциллографа. Режим *усреднения* (*averaging*) этого недостатка лишен (рис. 4.8, а, б). Он заключается в накоплении в памяти нескольких (от двух до нескольких сотен) осциллограмм сигнала. Вывод изображения осуществляется после усреднения накопленных осциллограмм, или используют непрерывный вывод результирующей осциллограммы на каждом шаге.

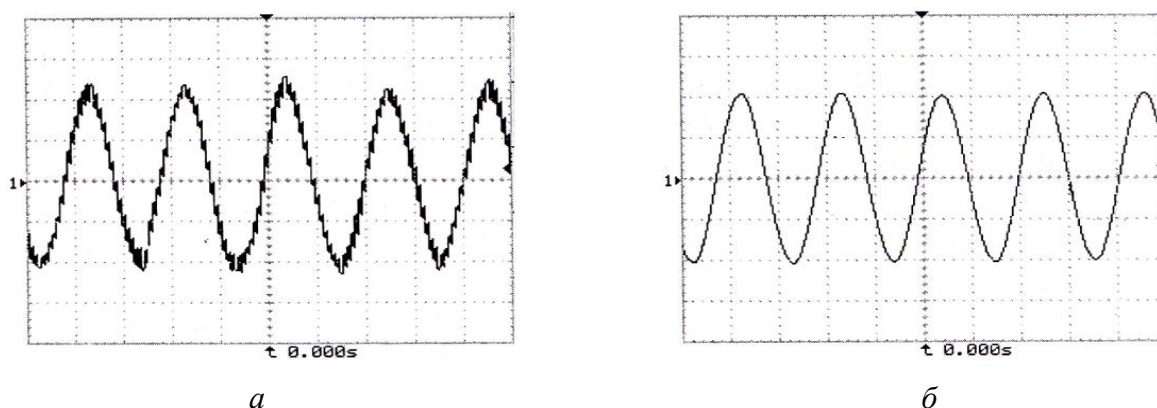


Рис. 4.8. Осциллограмма сигнала:  
а – в стандартном режиме; б – в режиме усреднения

Режим усреднения позволяет сглаживать случайные шумы, тем самым увеличивая чувствительность осциллографа. Для повторяющихся сигналов форма при усреднении не искажается, поэтому рабочая полоса частот осциллографа остается неизменной.

Рассмотренные ранее режимы реализуются при построении и выводе изображения на экран (*preprocessing*, или предобработка). Постобработка (*postprocessing*) позволяет дополнить функциональные возможности цифрового осциллографа. Так, в современных приборах предусматривают режимы математических преобразований сигналов: инвертирование, интегрирование, дифференцирование, логарифмирование, взятие модуля и пр. Широко используют режим спектрального анализа на основе алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ). В этом случае ЦО превращается в цифровой спектроанализатор. Цифровые осциллографы обычно имеют два канала входного сигнала. В двухканальном режиме можно применять операции сложения и вычитания, умножения и деления двух сигналов. Например, если на один канал подать напряжение, а на второй – сигнал, про-

порциональный току через нагрузку, то перемножение двух сигналов позволяет получить на экране осциллограмму мгновенной мощности в цепи. Использование вычитания дает возможность в ряде случаев убрать из изображения помеху известной формы (например наводку питающей сети).

Цифровые осциллографы, как правило, имеют режимы автоматических и курсорных измерений. *Автоматические измерения* параметров сигналов позволяют определить период и частоту сигнала, длительность импульса и время его нарастания, максимальное и минимальное значения сигнала, его размах, среднее и среднеквадратическое значения и пр. Важно помнить, что в этом режиме на дисплей выводится результат обработки уже имеющейся информации о сигнале. Никакие дополнительные измерительные операции при этом не производят. *Курсорные измерения* позволяют вывести на экран численные значения напряжения и длительности исследуемого сигнала в указанных оператором участках осциллограммы. Курсоры имеют вид вертикальных и горизонтальных линий, которые вручную перемещают по экрану. Иногда используют светящиеся точки-маркеры.

В ряде приборов предусматривают режим *допускового контроля*. Он позволяет производить сравнение формы текущего сигнала с шаблоном, предварительно записанным в память осциллографа. В случае выхода значений сигнала за пределы шаблона прибор выдает звуковой сигнал и импульс браковки на специальном контрольном выходе.

#### **4.4. Измерение джиттера в цифровых системах с помощью ЦО**

В настоящее время при конструировании цифровых систем применяются новые стандарты быстрой передачи данных. При большой скорости требуется контроль искажений сигнала, влияющих на ошибки передачи цифрового сигнала.

Наиболее серьезным искажением цифрового сигнала является *джиттер* (дрожание). Его можно определить, как смещение точки перехода от нуля к единице от ее требуемого положения во времени. Последнее определяется по сигналу синхронизации тактовой частоты. Джиттер вызывается амплитудным и фазовым шумами как внутреннего, так и внешнего происхождения.

Джиттер характеризуется амплитудой и частотой. Флуктуации положения точек перехода во времени (флуктуации фазы) с частотой выше 10 Гц называют собственно джиттером (*Jitter*), а медленные флуктуации с частотой до 10 Гц включительно – вандером (*Wander*). В отечественной технической

литературе джиттеру соответствует термин «фазовое дрожание», а ван-деру – «дрейф фазы». Самым наглядным способом оценки джиттера является его наблюдение с помощью цифрового запоминающего осциллографа. Для этого исполь-

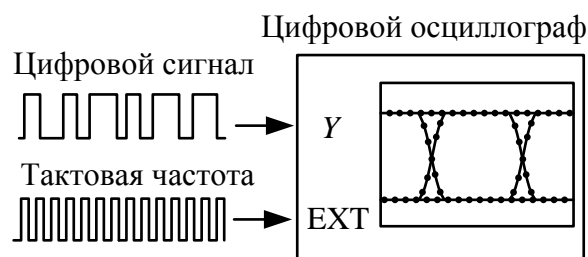


Рис 4.9. Построение глазковой диаграммы

зуют режим *послесвечения* (*persistence*), являющийся вариантом режима наложения осциллограмм, при котором на экране сохраняются предыдущие изображения. Если синхронизация осциллографа делается сигналом тактовой частоты, то при подаче на вход потока цифровых данных на экране осциллографа появится так называемая *глазковая* диаграмма (*eye pattern*) (рис. 4.9).

Глазковая диаграмма представляет собой результат наложения всех импульсных последовательностей в течение промежутка времени, равного двум (или трем) тактовым интервалам цифрового сигнала. Построение данной диаграммы – удобный графический метод оценки качества цифрового сигнала. На рис. 4.10 показана типичная глазковая диаграмма реального цифрового сигнала с небольшим джиттером.

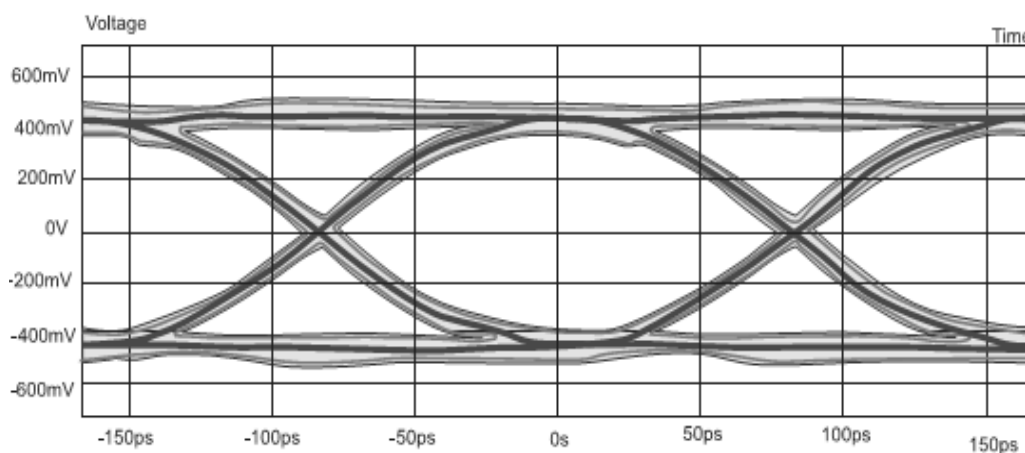


Рис 4.10. Глазковая диаграмма реального цифрового сигнала

Вид глазковой диаграммы дает много информации о джиттере сигнала. Такая диаграмма цифрового сигнала с малым джиттером имеет близкую к симметричной форму с плавными переходами и характеризуется практически полностью открытым «глазом» (*open eye*). В то же время присутствие на глазковой диаграмме множества отдельных фронтов и спадов, ее размытость и малая открытость (*eye closure*) – признак значительного случайного джиттера (рис. 4.11, а, б, в). Размытость изображения по вертикали говорит о наличии в сигнале шумовой составляющей.

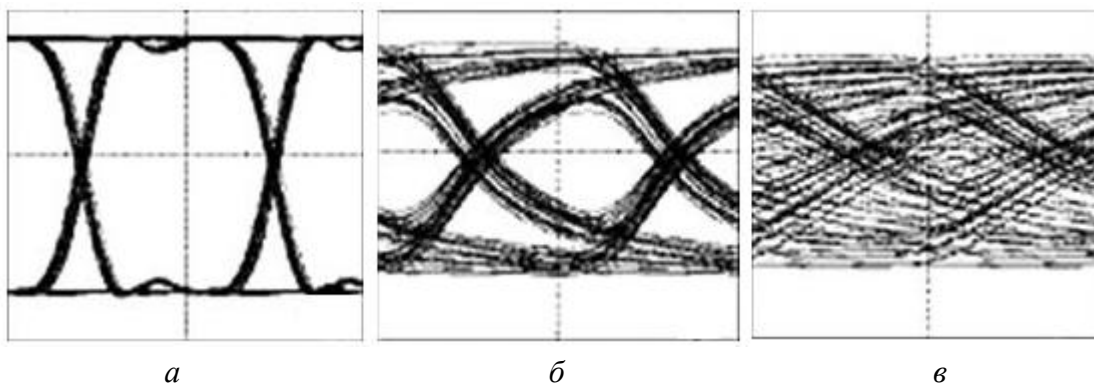


Рис. 4.11. Глазковые диаграммы линии передачи цифровых сигналов:  
*a* – сигнал передатчика; *б* – в середине линии; *в* – на входе приемника

При наложении осциллограмм в ЦО с простыми монохромными дисплеями картинка получается малоинформативной. Более качественное изображение можно наблюдать в полутоновых дисплеях, где яркость изображения зависит от количества отсчетов, попадающих на одну и ту же точку экрана. Наилучшее изображение получается на цветном дисплее, где количество совпадений точек кодируется цветом.

#### 4.5. Обнаружение редких аномалий цифровых сигналов с помощью цифрового осциллографа

Достоинство аналогового осциллографа заключается в том, что пользователь имеет возможность видеть практически весь сигнал, за исключением той его части, которая приходится на время обратного хода луча. При этом скорость обновления экрана аналогового осциллографа составляет до 1 млн раз/с и более. С другой стороны, уловить редкую аномалию-глитч (*glitch* – импульсная помеха) на аналоговом приборе очень трудно. Быстрый однократный сигнал только 1 раз появляется на экране ЭЛТ, «затираясь» последующими осциллограммами. Яркость глитча при этом мала на фоне основного сигнала.

Главное преимущество цифрового осциллографа – способность «заморозить» нужную осциллограмму на сколь угодно большой промежуток времени. Однако вывод на экран полученной информации занимает значительный временной интервал. Это время простоя ЦО (*dead time*), в течение которого изменения входного сигнала фиксируются в БОЗУ, но фактически недоступны для наблюдения. Естественно, что появившаяся в это время аномалия останется незамеченной (рис. 4.12).

Время простоя может занимать у цифровых осциллографов до 90 % от времени наблюдения сигнала. Таким образом, цифровые запоминающие

осциллографы не могут полностью воспроизводить длинные сложные сигналы, поскольку они пропускают часть информации и отображают ее с запаздыванием.



Рис. 4.12. Формирование двух кадров изображения с пропуском аномалии сигнала

На практике часто встречаются ситуации, когда редко повторяющийся сигнал сложно выделить схемой запуска и нельзя использовать ждущий режим развертки (например, как на рис. 4.12). Аномалию сигнала надо уметь найти в последовательности кадров периодического сигнала. Применяемая в ЦО постобработка содержимого БОЗУ требует сбора информации в течение большого интервала времени, что исключает мгновенную реакцию на аномалии сигнала. А именно эта информация чаще всего и представляет основной интерес для исследования.

Для решения таких задач используют качественно новую архитектуру построения ЦО, позволяющую приблизить характер отображения сигнала на экране к привычному для пользователя аналоговому виду. Созданные по этой архитектуре приборы получили название *Digital Phosphor Oscilloscope* (DPO) – осциллографы с цифровым люминофором. «Сердцем» технологии «цифрового фосфора» является специализированный процессор, преобразующий массив отсчетов входного сигнала в динамический трехмерный массив данных, который и называют «цифровым фосфором». Каждый элемент массива соответствует точке экрана DPO-осциллографа. Если сигнал появляется в данной точке экрана неоднократно, яркость этой точки на экране делается выше, чем у соседних. При отображении осциллограммы появляется новая (третья) переменная – яркость, которая характеризует частоту появления сигнала в данной точке экрана. Изображение при этом напоминает осциллограмму традиционной ЭЛТ, снабженной люминесцентным покрытием с эффектом послесвечения, поэтому такие осциллографы называют еще ЦО с послесвечением. В ЦО с цветным экраном используют как яркостное, так и цветное выделение фрагментов изображения. Этот режим отличается от режима наложения, используемого при построении глазковых диаграмм в ЦО. Здесь складываются не осцилло-

граммы, а данные сигнала в БОЗУ, что позволяет использовать большой размер памяти и высокую скорость оцифровки.

Благодаря появлению технологии DPO, во-первых, стало возможным существенно уменьшить промежутки между временными интервалами сбора данных; во-вторых, у ЦО появилась дополнительная информация о поведении сигнала за время между двумя кадрами отображения осциллограммы. С помощью технологии «цифрового фосфора» эта информация визуализируется в виде цвето-яркостной карты сигнала, которая поступает в режиме реального времени и характеризует динамическое поведение сигнала.

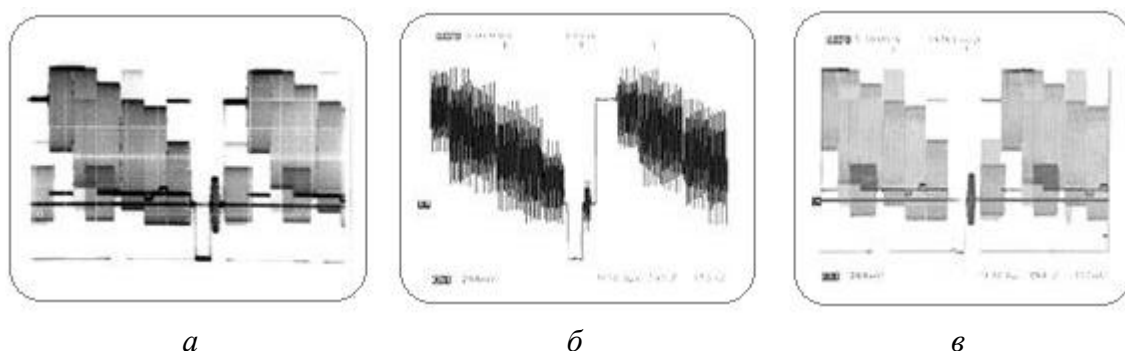


Рис. 4.13. Осциллограммы цифрового сигнала на экранах различных осциллографов:  
*а* – аналоговый осциллограф реального времени; *б* – цифровой осциллограф;  
*в* – цифровой осциллограф с послесвечением

В качестве примера на рис. 4.13, *а–в* приведены осциллограммы сложного сигнала, полученного на разных осциллографах. В осциллографах с «цифровым фосфором» на экран попадает почти вся информация о поведении сигнала, что значительно уменьшает время поиска аномалий. Кроме того, такие приборы позволяют обнаруживать тонкую модуляцию сигнала, отслеживать его динамические характеристики, строить информативные «глазковые» и векторные диаграммы.

#### 4.6. Аналого-цифровые осциллографы

Как было указано ранее, у цифровых осциллографов можно выделить следующие достоинства:

1. Возможность захвата и сохранения единичных событий; запоминание сигнала.
2. Отсутствие мерцания при больших коэффициентах развертки (для низкочастотных сигналов).
3. Равномерная яркость изображения.
4. Замена дорогостоящих широкополосных ЭЛТ дешевыми и компактными жидкокристаллическими дисплеями.

5. Упрощение и удешевление аппаратной части ЦО за счет использования компьютерных компонентов общего применения (микропроцессоры, память ОЗУ и пр.).

Однако ЦО имеют и принципиальные недостатки:

1. Работа в реальном времени возможна на относительно низких частотах, где время развертки много больше времени вывода изображения на дисплей. На высоких частотах время вывода может быть существенно больше длительности сигнала, что обуславливает пропуск интересующих фрагментов сигнала.

2. Использование интерполяции при работе ЦО в ряде случаев вызывает искажение осциллограммы сигнала, отличие ее от реальной. Кроме того, при недостаточном количестве точек на изображении возможно появление мнимых низкочастотных изображений.

3. В типовых моделях ЦО разрешение по вертикали обычно не превышает 8 бит (256 точек), что вызывает заметную дискретность изображения по вертикали.

4. Из-за ограниченного объема памяти ЦО при исследовании длинных сигналов приходится снижать частоту дискретизации, что не позволяет наблюдать быстрые фрагменты сигналов без искажения.

Учитывая все вышесказанное, ряд производителей выпускают комбинированные аналого-цифровые осциллографы (*dual-mode oscilloscope*), имеющие два режима работы – обычный аналоговый (с выводом осциллограмм на стандартную ЭЛТ) и цифровой (запоминающий). Во втором случае сигнал подвергается полному аналого-цифровому преобразованию, а результаты выводятся на ту же ЭЛТ после обратного цифроаналогового преобразования. В таких приборах удачно совмещены достоинства аналогового и цифрового осциллографов. Переключая осциллограф из цифрового в аналоговый режим и обратно, можно выявить наличие ложного изображения. Малое время получения изображения в аналоговом режиме позволяет не пропустить импульсные фрагменты входного сигнала. Как правило, рабочая полоса в аналоговом режиме шире, чем в цифровом. Например, бюджетная модель осциллографа фирмы «Good Will Instrument Co., Ltd.» марки GRS–6032 при полосе пропускания аналогового канала 50 МГц имеет цифровой канал с частотой дискретизации 100 МГц в реальном времени (что эквивалентно полосе частот порядка 25 МГц).

## 5. СКОРОСТНЫЕ И СТРОБОСКОПИЧЕСКИЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

### 5.1. Скоростные осциллографы

При осциллографировании импульсных процессов нано- и пикосекундной длительности возникают трудности, связанные с получением неискаженных осциллограмм на ЭЛТ. Универсальные осциллографы имеют ограниченный рабочий диапазон частот. Это связано с конечной полосой пропускания канала  $Y$  и недостаточным быстродействием самой ЭЛТ. Последнее связано с влиянием пролетных явлений в зоне отклоняющих пластин  $Y$ . На рис. 5.1 представлена система вертикального отклонения традиционной осциллографической ЭЛТ.

Чувствительность трубки  $h_Y$  равна отклонению луча на экране  $\Delta y$  при приложении на пластины единичного напряжения  $U_Y$ . Она зависит от со-

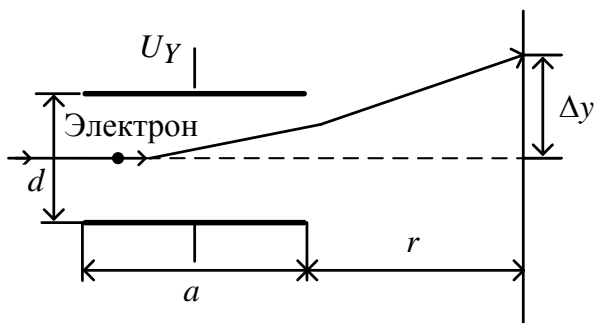


Рис. 5.1. Отклоняющая система осциллографической ЭЛТ

отношения длины пластин  $a$ , зазора между пластинами  $d$ , расстояния до экрана  $r$  и ускоряющего напряжения  $U_{\text{уск}}$ :

$$h_Y = \frac{\Delta y}{U_Y} = \frac{ar}{2dU_{\text{уск}}}$$

Электрон при пролете через пластины отклоняется напряжением сигнала. Время пролета электрона через пластины  $\tau_e = a/v_e$  зависит от их длины и скорости электрона. Последняя, в свою очередь, определяется ускоряющим анодным напряжением  $U_{\text{уск}}$ :

$$v_e = \sqrt{\frac{2e}{m}} U_{\text{уск}} \sim 10^5 \dots 10^6 \text{ м/с.}$$

Для пластин длиной порядка единиц сантиметров время пролета составляет доли наносекунд. При подаче на пластины гармонического напряжения электрон во время пролета испытывает отклоняющее воздействие меняющегося напряжения. Результирующее отклонение (а следовательно, и чувствительность) будет зависеть от соотношения времени пролета и периода отклоняющего напряжения  $T = 1/f$ :

$$h_Y = h_0 \frac{\sin(\pi\tau_e/T)}{\pi\tau_e/T} = h_0 \frac{\sin(\pi\tau_e f)}{\pi\tau_e f}$$



При времени пролета, равном периоду отклоняющего напряжения, электрон отклоняют две противоположные по знаку полуволны синусоидального сигнала, т. е. на *критической частоте* ЭЛТ  $f_{кр} = 1/\tau_e$  чувствительность ЭЛТ равна нулю. Полоса пропускания ЭЛТ отсчитывается по частоте  $f_B$ , на которой спад чувствительности составляет 0.707 от ее значения на нулевой частоте ( $h_0$ ). Для увеличения  $f_B$  следует повышать критическую частоту  $f_{кр}$ . Это можно сделать, снизив время пролета увеличением ускоряющего напряжения или укорочением отклоняющих пластин. И то, и другое приводит, к сожалению, к уменьшению статической чувствительности  $h_0$ . Поэтому при проектировании широкополосных ЭЛТ, как правило, используют все возможные компромиссные способы повышения статической чувствительности: увеличение расстояния до экрана  $r$ , снижение анодного напряжения (жертвуя при этом яркостью свечения экрана), уменьшение зазора между пластинами (с соответствующим ограничением размера экрана по вертикали).

Вторым фактором, ограничивающим широкополосность осциллографов, является влияние емкости отклоняющих пластин и индуктивности проводов, подводящих сигнал к пластинам. Это вызывает нежелательные резонансы, искажает форму коротких импульсов, поэтому выводы отклоняющих пластин делают максимально короткими и впаивают в колбу ЭЛТ в непосредственной близости от пластин. Оконечный каскад усилителя  $Y$  располагают вблизи выводов. Выходное сопротивление оконечного усилителя стремятся делать малым, чтобы снизить влияние емкостной нагрузки пластин на форму отклоняющего напряжения.

Существенное расширение полосы пропускания ЭЛТ возможно при использовании специальных отклоняющих систем, построенных по принципу бегущей волны. Такие ЭЛТ называют *трубками бегущей волны* (ТБВ), а осциллографы с ними – *скоростными* осциллографами. Простейший вариант такой отклоняющей системы показан на рис. 5.2. Она представляет собой набор секций коротких отклоняющих пластин, соединенных между собой небольшими индуктивностями  $L$ . Расстояние между пластинами увеличивается вдоль оси ЭЛТ (по мере приближения к экрану).

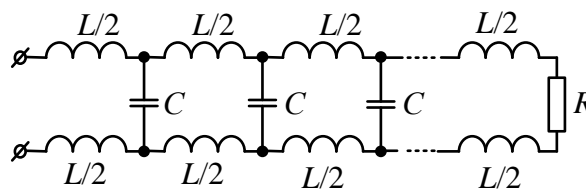


Рис. 5.2. Отклоняющая система бегущей волны

Для входного сигнала отклоняющая система является линией задержки. На выходе линии включают согласованную нагрузку  $R_H = \sqrt{L/C}$  ( $C$  – емкость между парой пластин). При этом поданный на вход сигнал будет распространяться вдоль линии без отражений. Если выбрать скорость электронов равной скорости распространения сигнала, то время задержки сигнала на каждой секции будет равно времени пролета электронов между соседними секциями:  $\tau_{з.с} = \sqrt{LC} \approx \tau_e$ . Электроны будут последовательно отклоняться всеми секциями пластин одним и тем же мгновенным значением исследуемого напряжения. Пролетные явления в одной секции малы, а малая чувствительность каждой секции компенсируется их большим количеством. Таким образом, удастся получить приемлемую чувствительность ТБВ в широком диапазоне частот входного сигнала (до единиц гигагерц). В отклоняющих системах бегущей волны используют различные типы замедляющих систем (спиральная, меандровая, гребенчатая и др.). Общим свойством таких систем является «прижатость» электромагнитного поля к поверхности. Область взаимодействия с лучом при этом мала, и не удастся получить большие углы отклонения электронов.

Свойства трубки бегущей волны определяют особенности структурной схемы скоростного осциллографа. Для получения предельной рабочей полосы частот, как правило, отказываются от усиления сигнала в канале  $Y$ . Входной сигнал подают прямо на отклоняющую систему ТБВ. При этом скоростной осциллограф имеет низкое входное сопротивление, равное волновому сопротивлению отклоняющей системы (50 или 75 Ом).

Для повышения чувствительности осциллографа используют малые значения ускоряющего напряжения  $U_{уск}$ . Отсюда низкая яркость изображения и жесткие требования к фокусировке луча. Из-за ограниченной чувствительности и малого угла отклонения скоростные осциллографы имеют небольшой размер экрана. Эти особенности заставляют использовать различные методы фотофиксации получаемых осциллограмм.

Блок развертки скоростного осциллографа работает в расширенном диапазоне длительностей (коэффициенты развертки от долей наносекунд на деление до микросекунд на деление). Синхронизацию и запуск развертки делают внешним сигналом. Для запуска от входного сигнала используют делитель (тройник), который позволяет подать сигнал как на вход  $Y$ , так и на вход внешнего запуска. Калибровку канала  $X$  проводят подстройкой коэффициента развертки при наблюдении образцового сигнала (меандра).

Калибровка по  $Y$  в обычном смысле невозможна (у ТБВ нет регулировки чувствительности). Для определения масштаба по вертикали в скоростных осциллографах создают на экране изображение сетки с образцовыми значениями напряжений. Калибратором является генератор образцового ступенчатого напряжения. Полученный горизонтальный растр фотографируется. Затем фотографируется осциллограмма самого сигнала.

Скоростные осциллографы позволяют существенно расширить рабочую полосу частот. Так, в отечественном осциллографе С7-19 достигнута полоса пропускания 5 ГГц, время нарастания переходной характеристики 70 пс, коэффициент отклонения 170 мВ/мм, диапазон установки коэффициента развертки 0.2...100 нс/дел., размер экрана 40 × 60 мм. Пределы основной погрешности измерения амплитудных и временных параметров  $\pm 10\%$ .

Область использования скоростных осциллографов – это исследование в основном одиночных быстропротекающих процессов нано- и пикосекундной длительности в реальном времени. В отличие от быстродействующих цифровых осциллографов эти приборы практически не пропускают фрагментов сигнала между кадрами изображения. Однако они не могут запоминать осциллограммы, поэтому для фиксации изображения требуется фотографирование экрана.

Современные аналоговые скоростные осциллографы высокого класса позволяют преодолеть этот недостаток путем применения сканирующей ЭЛТ на приборах с зарядовой связью (ПЗС). В осциллографе TS-81000 японской фирмы «IWATSU» использована запоминающая сканирующая 2-дюймовая ЭЛТ со встроенным ПЗС-конвертером на 380 000 пикселей (рис. 5.3).

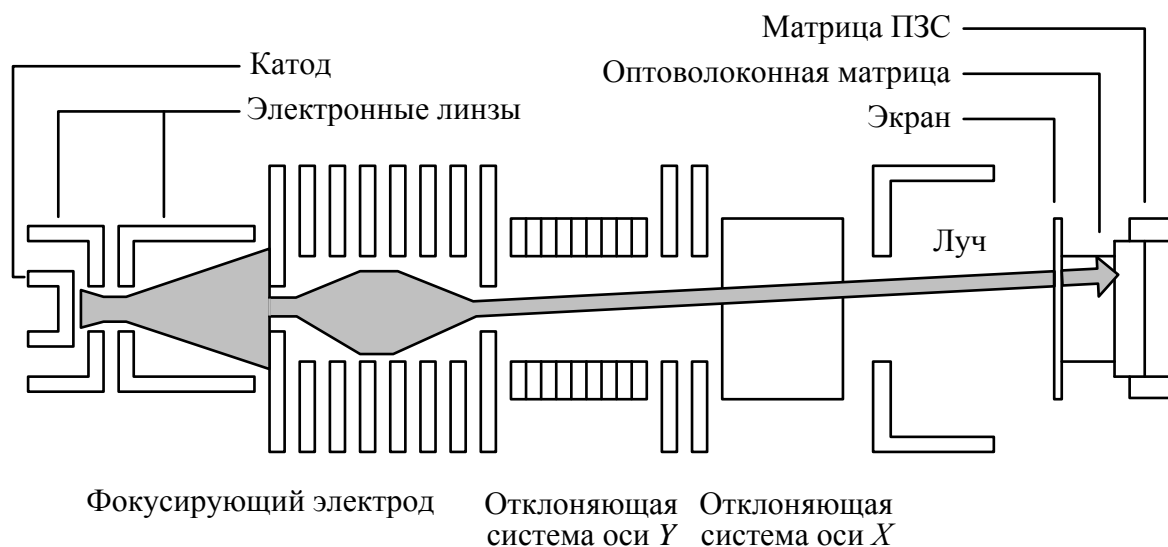


Рис. 5.3. Трубка бегущей волны с ПЗС-матрицей

Оциллограмма сигнала создается не на экране прибора, а на внутренней поверхности ТБВ. Изображение через оптоволоконную матрицу передается на ПЗС-конвертер. Он преобразует оциллограмму аналогового сигнала в картинку на большом ЖК-дисплее. Данные преобразованного сигнала сохраняются в памяти прибора.

Оциллограф обеспечивает коэффициент развертки от 200 пс/дел. до 200 мс/дел. (предельная скорость записи 100 пс/дел.) при минимальном коэффициенте отклонения 5 мВ/дел. в полосе частот 1 ГГц (время нарастания

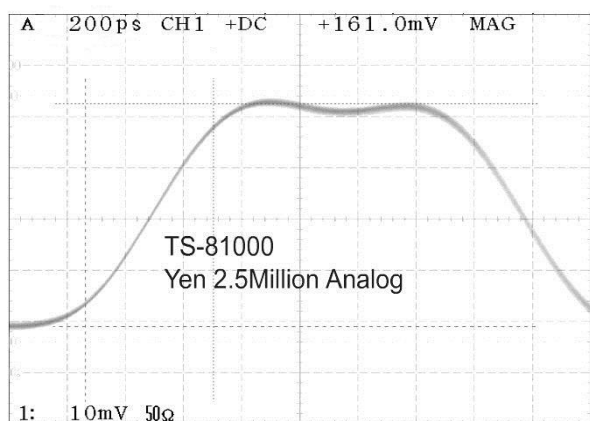


Рис. 5.4. Оциллограмма короткого импульса на экране скоростного осциллографа

порядка 350 пс). Это один из самых широкополосных в мире аналоговых запоминающих осциллографов. Яркость изображения у него существенно выше, чем у обычной ТБВ. Он обеспечивает ряд функций, характерных для цифрового осциллографа (запоминание неповторяющихся сигналов, автонастройку параметров отклонения, развертки и синхронизации, курсорные измерения, измерение частоты). На рис. 5.4 представлена оциллограмма короткого импульса, зафиксированная на экране осциллографа TS-81000 при коэффициенте развертки 200 пс/дел.

Скоростные осциллографы целесообразно использовать только для исследования одиночных и неповторяющихся сигналов. Для периодических или нерегулярно повторяющихся сигналов применяют стробоскопические осциллографы.

## 5.2. Принцип действия стробоскопического осциллографа

*Стробоскопическим* (sampling oscilloscope) называется осциллограф, использующий масштабное преобразование (расширение) сигнала во времени с сохранением его формы. Стробоскопические осциллографы сочетают широкую рабочую полосу частот и высокую чувствительность, однако они пригодны для исследования только повторяющихся сигналов.

Принцип стробоскопического преобразования заключается в следующем. Входной сигнал дискретизируют во времени, причем от каждой копии сигнала берется только один отсчет (в отличие от цифрового осциллографа). При этом точки дискретизации сигнала равномерно смещены во

времени по копиям сигнала. Операцию дискретизации выполняет *стробоскопический смеситель*, входящий в состав *стробоскопического преобразователя*. От каждой копии сигнала формируется короткий импульс, амплитуда которого пропорциональна мгновенному значению сигнала (отсчету) в точке дискретизации. На выходе смесителя формируется последовательность импульсов с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ). Огибающая последовательности повторяет форму сигнала, а ее длительность может быть значительно больше исходной длительности сигнала. Конструкция простейшего стробоскопического смесителя (рис. 5.5) содержит быстродействующий коммутационный диод и накопительный конденсатор.

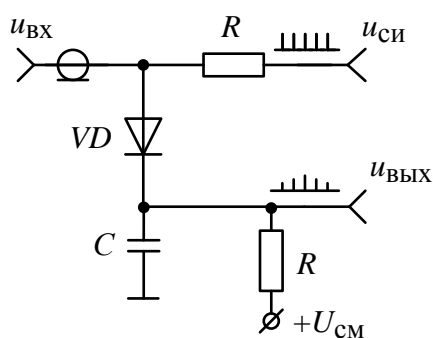


Рис. 5.5. Однодиодный стробоскопический смеситель

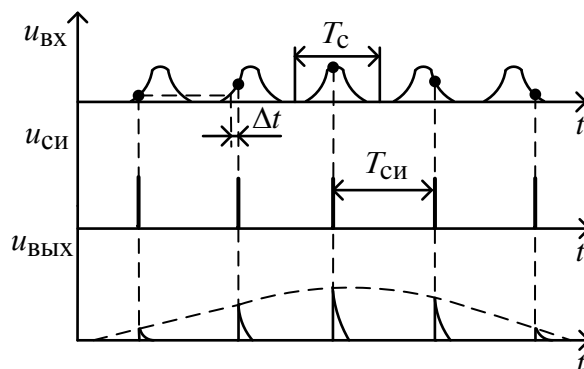


Рис. 5.6. Вид сигналов стробоскопического преобразователя

Рассмотрим принцип действия стробоскопического смесителя на примере периодического сигнала (длительность сигнала  $T_c$ ). На смеситель подают короткие *стробирующие импульсы*, сдвинутые относительно периода сигнала на *шаг считывания*  $\Delta t$  (рис. 5.6):

$$T_{СИ} = T_c + \Delta t,$$

где  $T_{СИ}$  – период повторения строб-импульсов. При большой частоте повторения входного сигнала некоторое количество его копий пропускают. Тогда  $T_{СИ} = mT_c + \Delta t$ ,  $m \geq 1$ . Строб-импульсы и входной сигнал подают на быстродействующий арсенид-галлиевый СВЧ-диод. Он играет роль аналогового коммутатора, управляемого строб-импульсами. Диод заперт небольшим напряжением смещения  $U_{см}$  и отпирается только при приходе строб-импульса. При этом заряжается конденсатор  $C$ . Амплитуда напряжения на конденсаторе пропорциональна сумме постоянной амплитуды строб-импульсов  $U_{СИ}$  и мгновенного значения входного сигнала. Таким образом, на конденсаторе смесителя формируются импульсы, промодулированные по амплитуде. Огибающая этих импульсов повторяет форму входного сигнала.

Оценим коэффициент трансформации временного масштаба при стробоскопическом преобразовании. Для получения формы всего сигнала длительностью  $T_c$  требуется  $n$  его копий ( $n$  строб-импульсов):

$$n = T_c / \Delta t.$$

Тогда общая длительность преобразованного сигнала (длина последовательности  $n$  строб-импульсов) равна  $T_{пр} = nT_{си}$ . Коэффициент преобразования (растяжение масштаба сигнала во времени) при этом составляет:

$$K_{пр} = \frac{T_{пр}}{T_c} = \frac{nT_{си}}{T_c} = \frac{T_{си}}{\Delta t} \approx n.$$

Таким образом, преобразование масштаба определяется количеством копий сигнала, участвующих в дискретизации. Например, преобразование сигнала длительностью 10 нс с шагом считывания 10 пс требует 1000 копий сигнала, что даст длительность выходного сигнала 10 мкс. Такой сигнал можно наблюдать на универсальном осциллографе.

Значение  $K_{пр}$  может быть весьма велико – тысячи и даже миллионы раз. Увеличение коэффициента преобразования ограничено техническими возможностями преобразователя: минимальным шагом считывания, быстродействием диода, стабильностью шага считывания, минимально достижимой длительностью строб-импульса.

Рассмотрим, чем определяется частотный диапазон стробоскопического смесителя. Амплитудно-частотную характеристику смесителя найдем при входном гармоническом сигнале  $u_{вх} = U_{вх} \cos(2\pi ft)$ . Определим АЧХ смесителя как отношение максимального значения преобразованного сигнала к амплитуде входного:

$$АЧХ(f) = \frac{(u_{вых})_{\max}(f)}{U_{вх}}.$$

Предположим, что диод смесителя безынерционен и имеет кусочно-линейную вольт-амперную характеристику. Форма строб-импульса – прямоугольная и симметричная относительно начала координат. Тогда амплитуда  $n$ -го импульса на конденсаторе определяется постоянной заряда конденсатора смесителя  $RC$  и входным напряжением в течение длительности строб-импульса ( $\tau_{си}$ ):

$$U_{вых}(n\Delta t) = \frac{1}{RC} \int_{-\tau_{си}/2}^{\tau_{си}/2} u_{вх}(t + n\Delta t) dt.$$

Для гармонического входного сигнала:

$$U_{\text{ВЫХ}}(n \Delta t, f) = \frac{U_{\text{ВХ}}}{RC} \int_{-\tau_{\text{СИ}}/2}^{\tau_{\text{СИ}}/2} \cos [2\pi f(t + n \Delta t)] dt =$$

$$= \frac{U_{\text{ВХ}} \tau_{\text{СИ}}}{RC} \frac{\sin(\pi f \tau_{\text{СИ}})}{(\pi f \tau_{\text{СИ}})} \cos(2\pi f n \Delta t).$$

Отношение максимального значения преобразованного сигнала к амплитуде входного:

$$\text{АЧХ}(f) = \frac{\tau_{\text{СИ}}}{RC} \frac{\sin(\pi f \tau_{\text{СИ}})}{(\pi f \tau_{\text{СИ}})}.$$

Отсюда определим границу полосы пропускания  $f_{\text{В}}$  стробоскопического смесителя. Это частота, на которой, как уже указывалось, АЧХ имеет уровень 0.707 относительно значения на нулевой частоте:

$$\frac{\sin(\pi f_{\text{В}} \tau_{\text{СИ}})}{(\pi f_{\text{В}} \tau_{\text{СИ}})} = 0.707 \text{ или } f_{\text{В}} = \frac{1.41}{\pi \tau_{\text{СИ}}} = \frac{0.45}{\tau_{\text{СИ}}}.$$

Рабочая полоса частот смесителя обратно пропорциональна длительности строб-импульса. Если форма вольт-амперной характеристики диода смесителя квадратична, то используют другое соотношение  $f_{\text{В}} = 0.63/\tau_{\text{СИ}}$ . Для реальной формы строб-импульса в виде треугольника с закругленной вершиной и квадратичной ВАХ диода применяют такую оценку полосы частот:  $f_{\text{В}} = 0.58/\tau_{\text{СИ}}$ . Время нарастания переходной характеристики смесителя для этих случаев будет лежать в диапазоне  $(0.6...0.8)\tau_{\text{СИ}}$ .

При длительности строб-импульса в доли наносекунд эффективная рабочая полоса смесителя может достигать нескольких гигагерц. Реально она будет несколько меньше из-за ограниченного быстродействия диода и паразитных параметров входной части смесителя.

В однодиодной схеме смесителя строб-импульсы присутствуют на входе осциллографа. Они меняют входное сопротивление смесителя. Кроме того, они попадают на выход преобразователя даже в отсутствие сигнала, что усложняет работу последующих блоков осциллографа. Более совершенной является балансная мостовая схема смесителя (рис. 5.7).

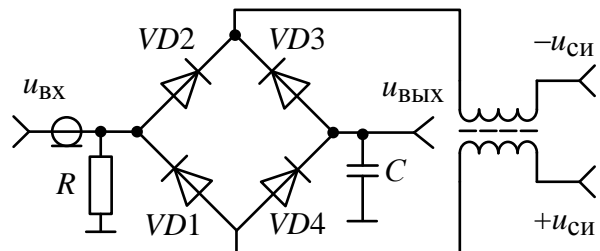


Рис. 5.7. Балансный мостовой стробоскопический смеситель

В исходном состоянии диоды заперты напряжением смещения. Строб-импульсы подают в диагональ моста через симметрирующий трансформатор. В отсутствие входного сигнала токи через диоды, вызванные строб-импульсами, равны. Из-за симметрии схемы напряжение на конденсаторе равно нулю. При подаче входного сигнала происходит разбаланс диодного моста, и за время действия строб-импульсов накопительный конденсатор заряжается или разряжается на значение, соответствующее мгновенному значению исследуемого сигнала. При этом исключается прямое прохождение строб-импульса на выход смесителя.

### 5.3. Структурная схема стробоскопического осциллографа

Стробоскопический принцип преобразования сигналов реализуют в двух вариантах. Это специализированные стробоскопические осциллографы (группа С7) и стробоскопические сменные блоки для универсальных многофункциональных осциллографов. Получили распространение также цифровые стробоскопические осциллографы, в которых осуществляется перевод преобразованного сигнала в цифровую форму.

Стробоскопический осциллограф содержит два основных блока: *стробоскопический преобразователь* и блок *стробоскопической развертки*. Упрощенная схема этих блоков представлена на рис. 5.8.

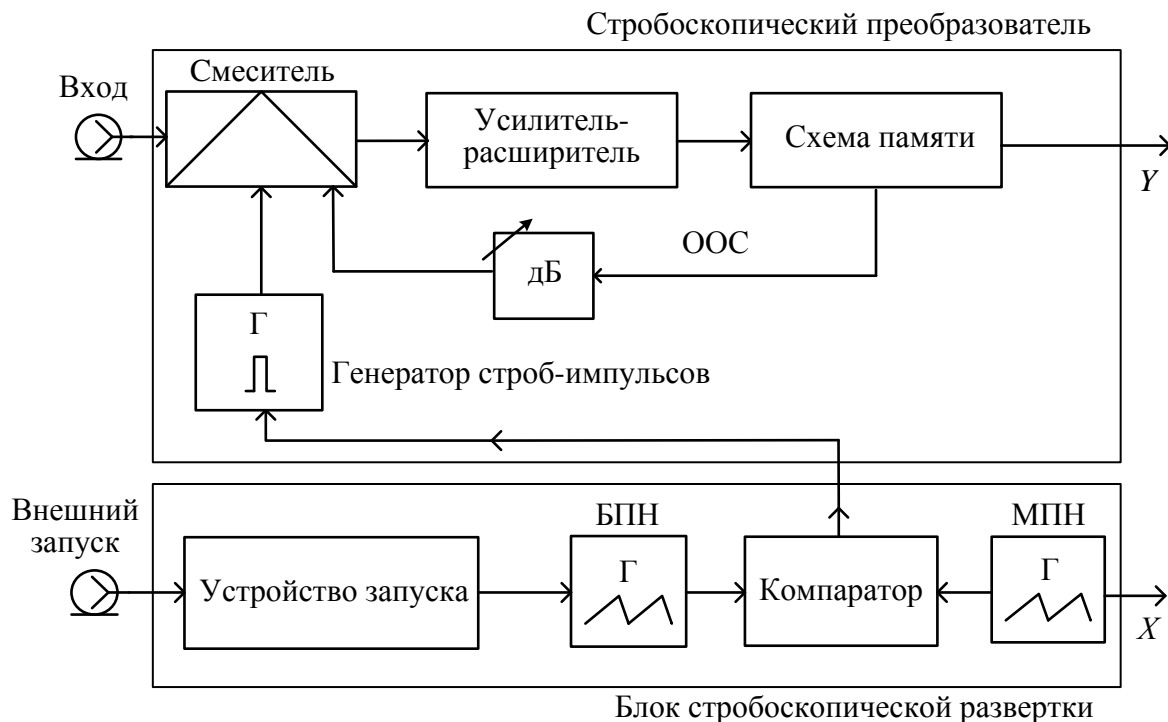


Рис. 5.8. Структурная схема стробоскопического осциллографа

Входные блоки и усилитель в стробоскопических осциллографах обычно не используют. Исследуемый сигнал подают прямо на вход стро-



боскопического смесителя, имеющего стандартное входное сопротивление 50 или 75 Ом. С выхода смесителя промодулированные строб-импульсы поступают на усилитель, включающий схему расширения импульсов. Здесь увеличивается амплитуда и длительность импульсов с сохранением формы их огибающей. Далее расширенные импульсы поступают на схему памяти (интегратор), где преобразуются в аналоговое ступенчатое напряжение, приближенно повторяющее форму входного сигнала.

Выходное напряжение через аттенюатор поступает обратно на конденсатор смесителя, образуя петлю отрицательной обратной связи (ООС). Общий коэффициент петлевого усиления (произведение коэффициента передачи смесителя и цепи ООС) обычно делают единичным (*нормальный режим работы преобразователя*). При этом напряжение на емкости смесителя к моменту следующего стробирования будет равно мгновенному значению входного сигнала предыдущего стробирования. Это упрощает работу смесителя, так как при изменении сигнала конденсатор требуется только дозарядить. Искажения отсчетов сигнала будут меньше, линейность преобразования – выше. Работа с петлевым усилением ООС меньше единицы увеличивает время реакции системы на изменения входного сигнала – режим *сглаживания*. Он позволяет уменьшить флуктуации выходного сигнала при наличии внутренних и внешних шумов, но несколько искажает форму сигнала в областях его быстрого изменения.

Выходное напряжение преобразователя представляет собой аналоговый сигнал, растянутый во времени и имеющий ступенчатую структуру. Его подают на канал  $Y$  осциллографического блока. Требования к быстрдействию этого блока невелики, поскольку он имеет дело с растянутым во времени сигналом. Отрисовку осциллограммы производят путем подсветки изображения в точках, соответствующих моментам дискретизации сигнала. Изображение на экране стробоскопического осциллографа состоит из светящихся точек. Количество точек тем больше, чем выше установленный коэффициент преобразования временного масштаба.

Блок стробоскопической развертки содержит два генератора: «быстрого» пилообразного напряжения (БПН) и «медленного» пилообразного напряжения (МПН). БПН синхронизировано с сигналом запуска  $u_{\text{зап}}$ . Для автоколебательного режима обеспечивается кратность периода БПН и периода входного сигнала, для ждущего – запуск БПН внешними импульсами. Длительность прямого хода БПН определяет временной масштаб исходного сигнала (коэффициент развертки в масштабе входного сигнала).

Генератор МПН вырабатывает линейно нарастающее напряжение, соответствующее временному масштабу преобразованного сигнала. Это напряжение служит напряжением развертки канала X осциллографа. Для запуска генератора строб-импульсов используют схему *автосдвига*. Она включает компаратор, в котором сравниваются БПН и МПН. В момент равенства напряжений вырабатывается импульс, запускающий генератор строб-импульсов (рис. 5.9).

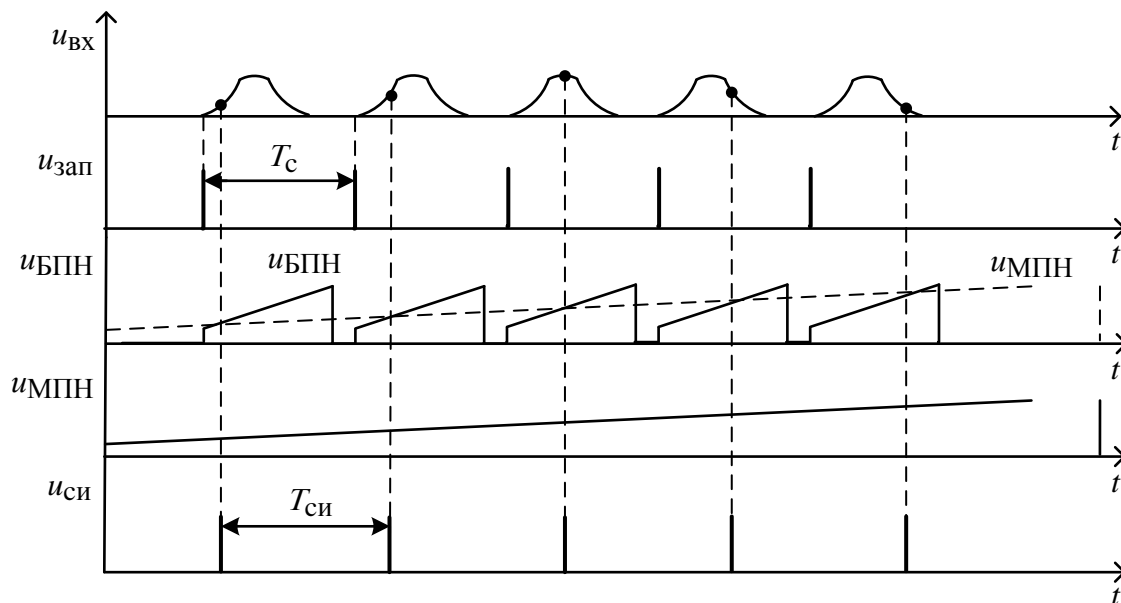


Рис. 5.9. Напряжения в схеме стробоскопической развертки

Обычно в этот же момент времени завершается прямой ход БПН (на рис. 5.9 это не показано). Для более стабильной работы компаратора в начале медленной развертки в БПН формируют небольшой пьедестал напряжения.

Наклон МПН определяет шаг считывания, а следовательно, и количество импульсов  $n$ , приходящихся на длительность сигнала. Наклон задается длительностью прямого хода медленной развертки, поэтому регулятор длительности МПН обычно градуируют прямо в количестве точек  $n$ . В ряде случаев (при больших коэффициентах преобразования) длительность МПН так велика, что в осциллографическом блоке приходится использовать запоминающую ЭЛТ.

Схема с линейно нарастающим МПН не совсем удобна при исследовании непериодических сигналов. Во время пауз луч осциллографа равномерно перемещается по экрану, поэтому при неравномерных паузах шаг считывания будет непостоянным, а выходные импульсы – непериодическими. Расположение точек на экране также будет непериодическим, что может затруднить исследование осциллограммы. Для этих случаев удобно использо-

вать ступенчато нарастающую форму сигнала медленной развертки. При этом луч быстро перемещается от точки к точке, длительность пребывания луча в точке остается постоянной, точки размещаются на экране равномерно. Каждая ступенька медленной ступенчатой развертки (МСР) начинается при поступлении импульса запуска  $U_{\text{зап}}$  (рис. 5.10).

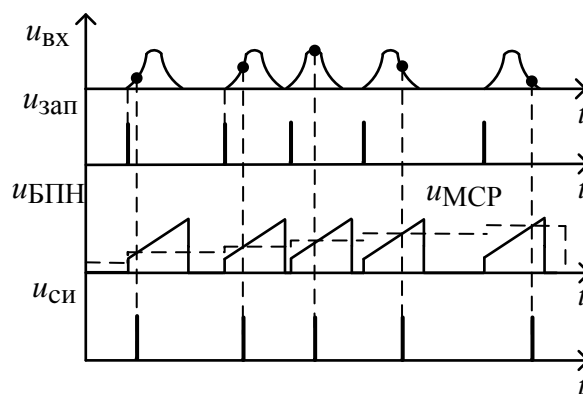


Рис. 5.10. Преобразование неперидического сигнала

Так как высота ступенек развертки постоянна, то под действием такого напряжения луч занимает на экране равноотстоящие положения по горизонтали. В каждой точке луч находится в течение длительности ступеньки, что позволяет получить высокую яркость осциллограммы. При этом обеспечивается и постоянный шаг считывания  $\Delta t$ . В ряде случаев используют стробоскопические преобразователи со случайным считыванием сигнала. В таких приборах генератор строб-импульсов работает в автоколебательном режиме и вырабатывает импульсы со случайным интервалом следования. При подаче строб-импульса на преобразователь производится считывание мгновенного значения сигнала. Для выработки напряжения медленной развертки используют аналогичный преобразователь, в котором происходит считывание значения напряжения быстрой развертки. Значение определяет амплитуду ступеньки МСР, а следовательно, и положение точки на экране. Изображение создается точками, расположенными в случайном временном порядке, но повторяющими форму сигнала. Такой режим позволяет воспроизвести начальную часть импульса без использования линии задержки, что достигается регулировкой задержки запуска генератора БПН.

#### 5.4. Особенности применения стробоскопических осциллографов

Кроме широкой рабочей полосы, для стробоскопических осциллографов характерен увеличенный по сравнению с традиционными осциллографами динамический диапазон. Соотношение между максимальным и минимальным значениями сигнала может достигать 60 дБ и выше (зависит от линейности стробоскопического преобразователя). Чувствительность стробоскопического осциллографа может составлять 1...10 мВ/дел.; она огра-

ничена внутренними шумами смесителя. Минимальные коэффициенты разветрки устанавливают обычно в пределах 0.1...0.5 нс/дел.

Как правило, стробоскопические преобразователи делают двухканальными, что расширяет функциональные возможности прибора. При исследовании двух сигналов важно иметь одинаковую длину соединительных кабелей в каналах – задержки в них соизмеримы с длительностями исследуемых процессов. Иногда в стробоскопических осциллографах используют выносные пробники с высоким входным сопротивлением. Обычно в этом случае частотный диапазон прибора становится уже.

Поскольку сигнал подают непосредственно на смеситель (внутренний аттенуатор отсутствует), его амплитуду следует контролировать – большое напряжение может вывести диоды из строя. При подключении сигналов к входам осциллографа используют внешние фиксированные аттенуаторы.

Для синхронизации и запуска стробоскопического осциллографа применяют внешнюю синхронизацию как специальным опережающим синхроимпульсом (например, с измерительного генератора), так и исследуемым сигналом. В последнем случае его делят с помощью широкополосного разветвителя (или направленного ответвителя) и подают на вход синхронизации (запуска). Для наблюдения фронта сигнала перед входом  $Y$  ставят внешнюю широкополосную линию задержки. При появлении на осциллограмме шумов используют режим «Сглажено». В этом случае целесообразно увеличить число точек изображения.

Свойства стробоскопических осциллографов определяют возможные области их использования:

- анализ и наблюдение переходных процессов малой длительности;
- анализ быстродействующих цифровых устройств и линий передач;
- исследование характеристик устройств импульсным методом;
- исследование ВЧ- и СВЧ-радиоимпульсов сложной формы;
- исследование распределенных систем рефлектометрическим методом.

В качестве примера рассмотрим использование стробоскопического осциллографа для определения зоны повреждения линий связи методом импульсной рефлектометрии. Этот метод позволяет выявить короткие замыкания и обрывы, наличие утечки между проводниками, увеличение сопротивления потерь протяженных линий передачи сигналов. Он базируется на исследовании характера распространения импульсных сигналов в линиях и кабелях связи и включает в себя:

1. Зондирование линии передачи импульсами напряжения.
2. Прием импульсов, отраженных от места повреждения и неоднородностей волнового сопротивления.
3. Выделение отражений от места повреждений на фоне помех (случайных и отражений от неоднородностей линий).
4. Определение расстояния до повреждения расчетным путем по измеренной временной задержке отраженного импульса относительно зондирующего.

Упрощенная структурная схема импульсного рефлектометра приведена на рис. 5.11.

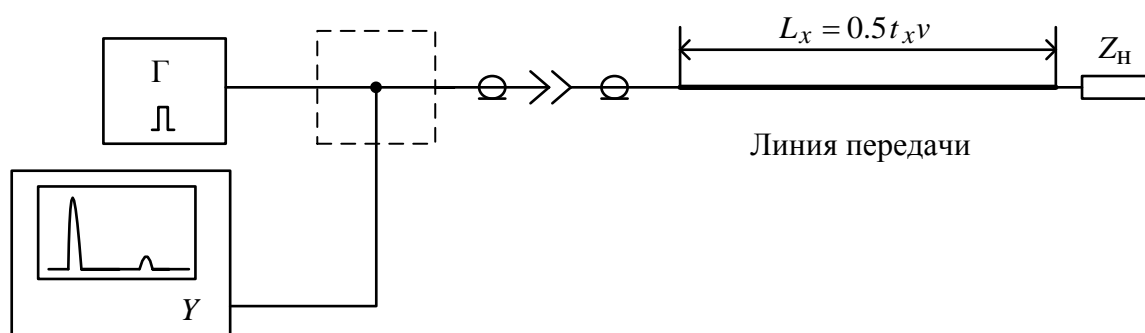


Рис. 5.11. Импульсный рефлектометр на основе стробоскопического осциллографа

С генератора импульсов короткие зондирующие импульсы подают на вход исследуемой линии, куда через тройник подключен широкополосный стробоскопический осциллограф. На его экране наблюдают рефлектограмму – изображение зондирующего и отраженного от неоднородности линии импульсов (рис. 5.12, а).

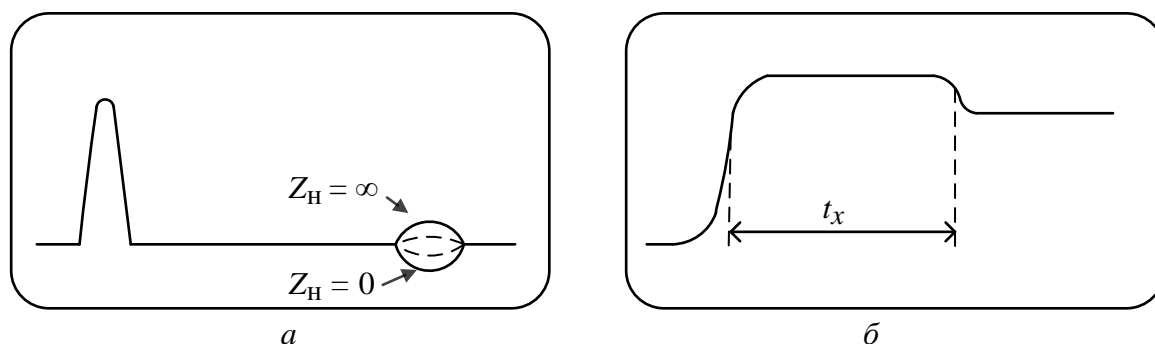


Рис. 5.12. Рефлектограммы на входе линии передачи:

а – при зондировании импульсом; б – при зондировании перепадом напряжения

По рефлектограмме измеряют интервал  $t_x$  – время двойного пробега импульса от генератора до места повреждения (неоднородности волнового сопротивления). Расстояние до места повреждения рассчитывают по выражению  $L_x = 0.5t_x v$ , где  $v$  – скорость распространения импульса в линии.

Отсюда видно, что для линий малой длины интервал  $t_x$  будет невелик. Например, для воздушной линии передачи длиной 15 м он принимает значение порядка 100 нс. Длительность зондирующего импульса в этом случае должна быть существенно меньше (в 10–100 раз) времени распространения импульса по линии. Поэтому для получения рефлектограммы пригодны лишь широкополосные стробоскопические осциллографы.

Отраженный сигнал появляется в тех местах линии, где волновое сопротивление отклоняется от своего среднего значения: у муфт, у мест изменения сечения жилы, мест сжатия кабеля, у места обрыва, короткого замыкания и т. д. Вид отраженного сигнала зависит от характера повреждения или неоднородности. Например, при обрыве сопротивление нагрузки линии  $Z_H = \infty$  и отраженный импульс имеет ту же полярность, что и зондирующий. При коротком замыкании  $Z_H = 0$  и отраженный импульс меняет полярность. Амплитуда отраженного импульса зависит от параметров неоднородности и коэффициента затухания сигнала в линии. Следствием частотной зависимости (дисперсии) параметров линии является изменение формы зондирующих импульсов («расплывание» импульса). Чем длиннее линия, тем больше «расплывание» и меньше амплитуда импульса. Это затрудняет точное определение расстояния до повреждения, поэтому необходимо правильно выбирать параметры зондирующего импульса.

В рефлектометрах, кроме коротких видеоимпульсов, широко применяется зондирование линии перепадом напряжения. Перепад напряжения – это крутой фронт зондирующего импульса относительно большой длительности. Отраженный от неоднородности сигнал также представляет собой скачок напряжения положительной или отрицательной полярности (рис. 5.12, б). При прочих равных условиях разрешающая способность при измерении перепадом напряжения вдвое лучше, чем при измерении видеоимпульсом. Зондирующий сигнал в виде перепада напряжения используется в рефлектометрах СВЧ-диапазона СК7-18, используемых для анализа неоднородностей в антенно-фидерных трактах СВЧ-систем, коаксиальных и волноводных линиях передачи и пр. Данный прибор представляет собой стробоскопический осциллограф с полосой пропускания 0...10 ГГц. Он имеет коэффициенты отклонения 5...200 мВ/дел., коэффициенты развертки от 20 нс/дел. до 0.5 мкс/дел. В прибор встроен импульсный рефлектометр с генератором перепада напряжения. СК7-18 позволяет измерять коэффициент отражения перепада напряжения в пределах 0.005...1 и определять расстояние в линиях передачи до 750 м с разрешением по длине 1 см.

## 6. АНАЛИЗАТОРЫ СПЕКТРА РАДИОСИГНАЛОВ

### 6.1. Общие вопросы измерения спектра радиосигналов

Наблюдение формы сигнала не всегда позволяет получить полную информацию о нем. Так, осциллограмма ЧМ-радиосигнала с небольшой девиацией частоты на вид мало отличается от осциллограммы гармонического сигнала (рис. 6.1, *а*). Малые нелинейные искажения синусоидального колебания соответствуют наличию в составе сигнала дополнительных гармонических составляющих, которые маскируются большим значением гармоники несущей частоты и могут быть выделены только с использованием *спектрального анализа* (рис. 6.1, *б*).

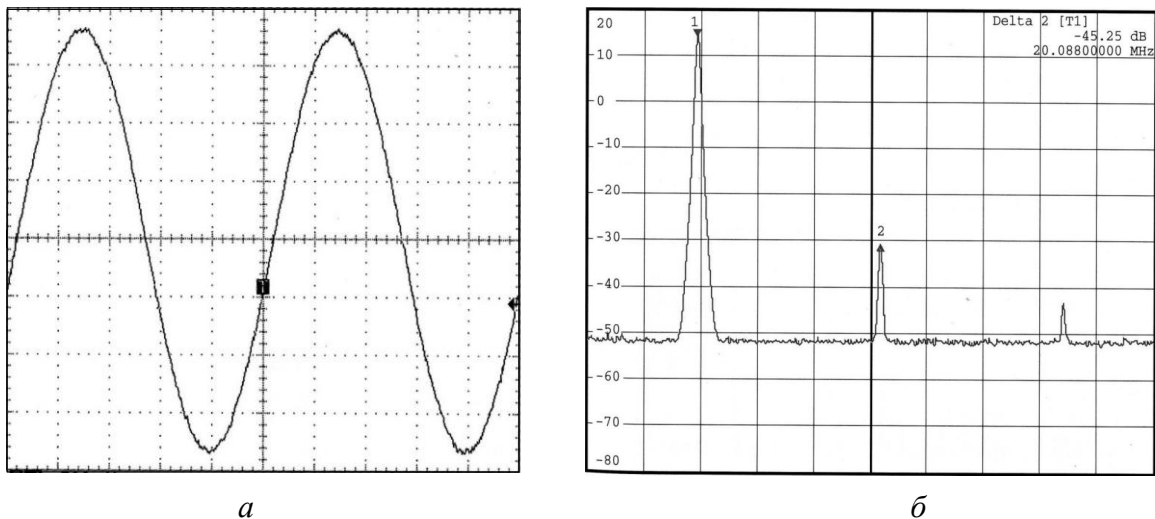


Рис. 6.1. Сигнал на экране приборов: *а* – осциллограмма; *б* – спектрограмма

По этой причине анализ спектральных характеристик радиосигналов часто более информативен и позволяет достаточно точно измерить такие параметры радиосигнала, как мощность, частоту, коэффициент модуляции и пр.

Напомним наиболее распространенные спектральные характеристики радиосигнала. Для одиночного сигнала  $u(t)$  в частотной области используют спектральную функцию (или спектральную плотность, В/Гц), определяемую прямым преобразованием Фурье:

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

Эта функция комплексная и представляет собой распределение амплитуд и фаз гармонических составляющих по частотной оси. Спектральная функция существует при абсолютной интегрируемости функции сигнала. Для реальных сигналов это условие обычно всегда выполняется.

Спектральная функция – это функционал уже закончившегося процесса (интеграл берется до «бесконечного» времени). В реальных условиях измерить можно только текущий частотный спектр, характеризующий незаконченный процесс:

$$S(\omega, t) = \int_{-\infty}^t u(t) e^{-i\omega t} dt.$$

Спектральный анализ должен обеспечивать время интегрирования (время анализа) много больше длительности сигнала (а для периодических сигналов – значительно больше их периода). В противном случае вместо полного спектра получим текущий спектр, зависящий от времени.

Чаще измеряют модуль этого выражения – его называют амплитудной спектральной функцией, или, проще, *амплитудным спектром* сигнала. Приборы, которые позволяют измерить амплитудный спектр, называют *анализаторами спектра* (АС). Фазу измерить сложнее, поэтому в стандартных измерительных задачах этого обычно не делают. Фазовый спектр необходим при исследовании сигналов со сложными видами модуляции. Приборы, регистрирующие как модуль, так и фазу спектральной функции, называют *векторными анализаторами спектра*. В них используют цифровые технологии обработки сигнала (вычислительные спектроанализаторы).

Особый класс сигналов – шумовые и случайные (неповторяющиеся) сигналы большой длительности (к ним относятся реальные информационные сигналы). Важной характеристикой такого сигнала является его спектральная плотность мощности,  $W^2 \cdot c$ :

$$W(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|S(\omega, T)|^2}{T}.$$

Здесь  $S(\omega, T)$  – спектральная плотность реализации случайного процесса на интервале  $[-T/2, T/2]$ . Единицы измерения спектральной плотности мощности такие же, как у энергии сигнала, поэтому иногда говорят об энергетическом спектре случайного сигнала. Фактически это характеристика распределения мощности случайного сигнала по частоте.

На рис. 6.2 представлен результат спектрального анализа шумового сигнала, ограниченного по полосе. На рис. 6.3 можно видеть осциллограмму и спектр мощности бинарной последовательности импульсов со случайным кодом.



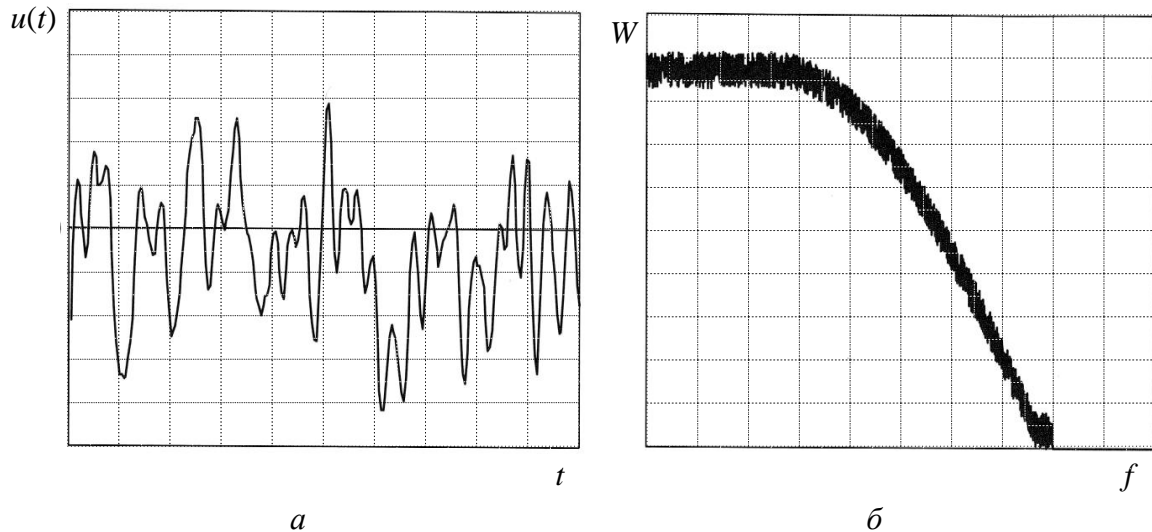


Рис. 6.2. Шумовой сигнал: *a* – осциллограмма; *б* – спектрограмма

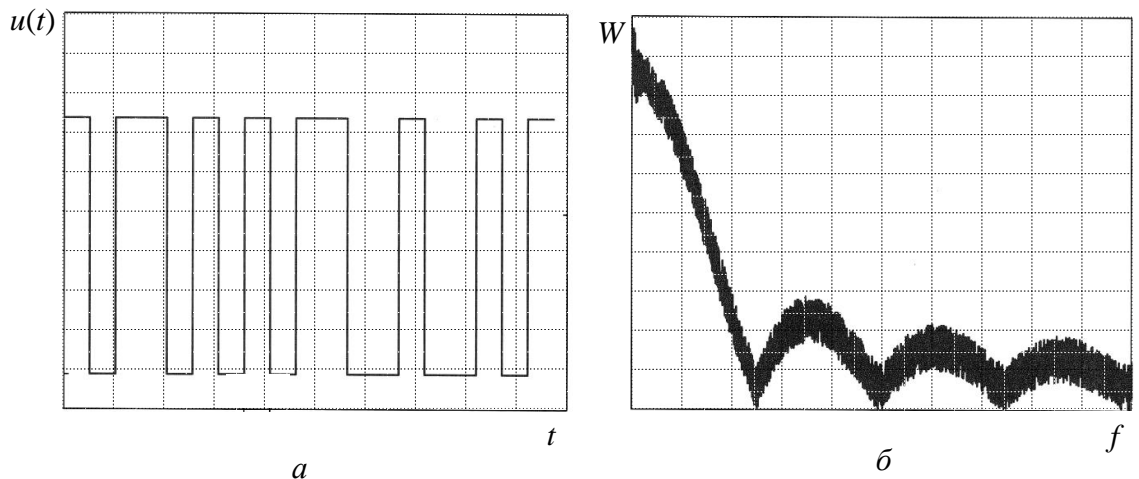


Рис. 6.3. Случайная последовательность прямоугольных импульсов (бинарный цифровой сигнал): *a* – осциллограмма; *б* – спектрограмма

Для периодических сигналов спектральная функция представляет собой последовательность дельта-функций, смещенных друг относительно друга на частоту повторения сигнала (линейчатый спектр). В этом случае удобно использовать спектральное представление сигнала в виде ряда Фурье:

$$u(t) = U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} U_n \cos\left(n \frac{2\pi}{T} t + \varphi_n\right),$$

где  $T$  – период повторения сигнала ( $u(t \pm kT) = u(t)$ ,  $k = 0, 1, 2, 3, \dots$ ).

Этот ряд представляет собой совокупность гармонических колебаний с кратными частотами. Составляющая с нулевой частотой  $U_0$  является постоянной составляющей сигнала (напомним, что ее измеряют вольтметрами постоянного тока). Последовательность  $\{U_n\}$  называют амплитудным спектром, В; последовательность  $\{\varphi_n\}$  – фазовым спектром,  $\dots^\circ$  или рад.

Для представления спектра часто используют графическую форму представления сигнала в виде вертикальных линий, высота которых равна амплитуде гармоники, а расположение по горизонтальной оси – частоте (рис. 6.4).

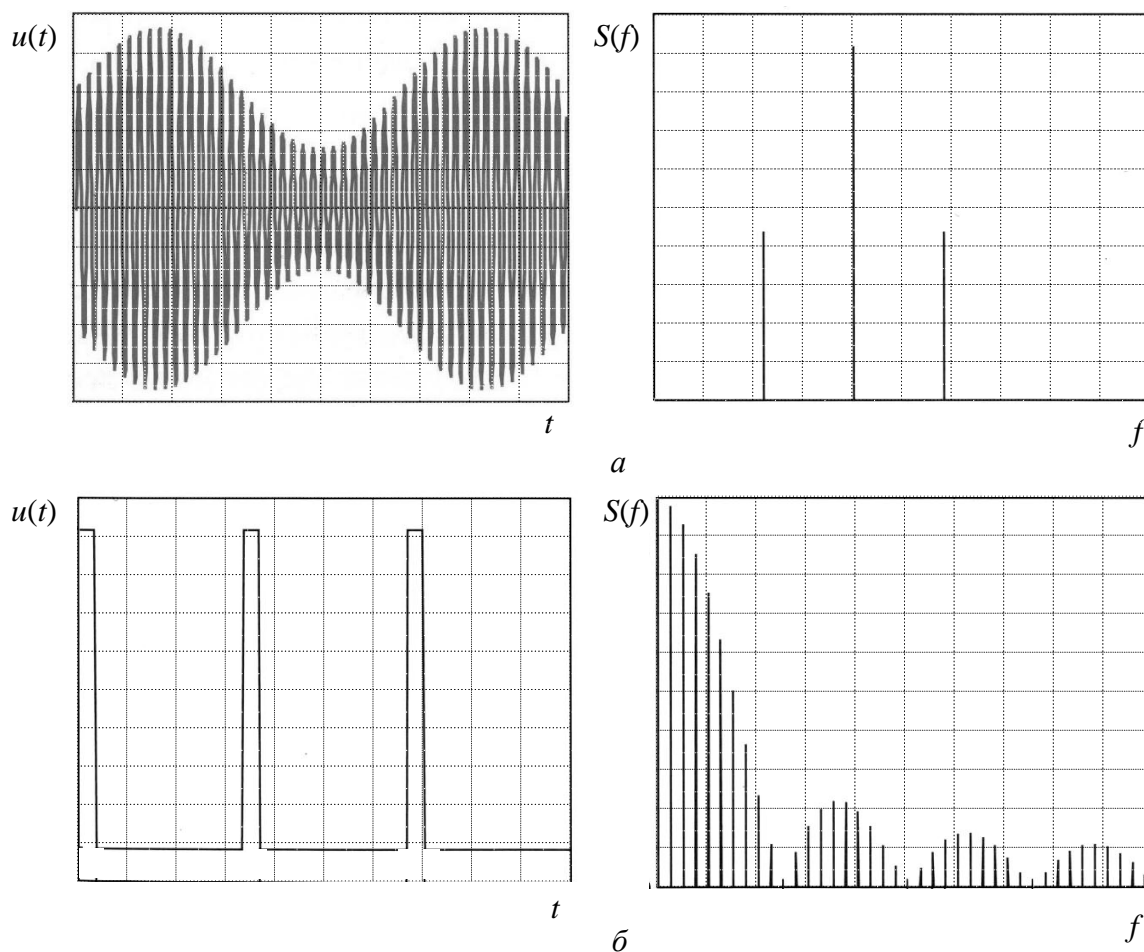


Рис. 6.4. Осциллограммы и графическое представление спектров:  
*a* – радиосигнала с тональной АМ; *б* – последовательности прямоугольных импульсов

К основным задачам спектрального анализа сигналов относятся:

- определение амплитуд и частот гармонических составляющих периодических сигналов;
- измерение амплитудной спектральной функции одиночных сигналов;
- измерение спектральной плотности мощности случайных сигналов.

Во многих случаях, учитывая сложности фазовых измерений, при анализе ограничиваются амплитудными измерениями. Количество одновременно измеряемых сигналов не ограничивается – часто приходится исследовать суперпозицию спектров различных сигналов. При этом гармонические составляющие входных сигналов могут быть некрatны по частоте (на практике их также называют гармониками).

Классификация методов измерения спектров сигналов представлена на рис. 6.5. Все методы и средства спектрального анализа делятся на две

группы – аналоговые и цифровые (вычислительные) методы. Аналоговые методы, как правило, используют узкополосную фильтрацию сигнала для выделения гармонических составляющих. Вычислительные методы включают оцифровку сигнала и расчет спектра с использованием алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ).



Рис. 6.5. Классификация методов и средств спектрального анализа

Спектроанализаторы различают по верхней граничной частоте рабочего диапазона. Приборы диапазона НЧ – примерно до частоты 1 МГц – используют для анализа сигналов низкочастотной электроники, акустики и механики. Спектроанализаторы диапазона ВЧ (до 3 ГГц) необходимы при разработках систем мобильной связи, радиотехнических устройств, аппаратуры радиовещания и телевидения и пр. Приборы для диапазона СВЧ (микроволновый диапазон – до 40 ГГц и диапазон миллиметровых волн – свыше 40 ГГц) применяются в широкополосных линиях связи, радиорелейных и спутниковых каналах передачи цифровой информации и пр.

По принципу действия спектроанализаторы делятся на параллельные и последовательные. Параллельные АС позволяют производить анализ

спектра одновременно во всей полосе частот. Их называют АС реального времени. Конструктивно их реализуют, используя набор аналоговых или цифровых фильтров.

Последовательные АС основаны на сканировании диапазона частот перестраиваемым узкополосным фильтром. Перестройка может быть как ручной (такие приборы называют анализаторами гармоник, селективными вольтметрами), так и автоматической (с электронным управлением). В последнем случае используют панорамный метод представления результатов анализа спектра на экране осциллографического индикатора. Спектроанализаторы последовательного типа – это наиболее распространенные приборы частотного анализа в диапазонах ВЧ и СВЧ.

## 6.2. Анализаторы спектра последовательного типа

АС последовательного типа реализуют узкополосный метод анализа, при котором рабочий диапазон частот последовательно сканируется селективным устройством, выделяющим отдельные гармоники. Наиболее простой является схема с перестраиваемым фильтром (рис. 6.6).

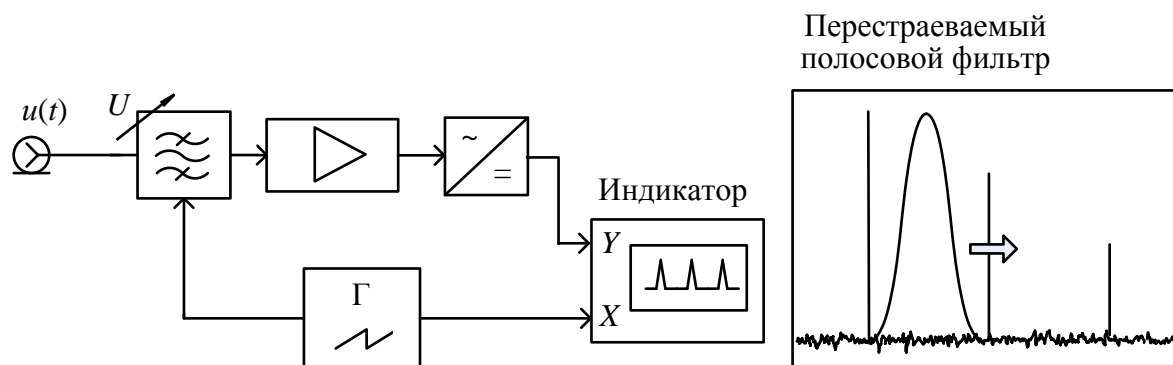


Рис. 6.6. Последовательный анализатор спектра с перестраиваемым полосовым фильтром

Главная часть прибора – электрически перестраиваемый полосовой фильтр. Управление частотой настройки фильтра осуществляют напряжением развертки. Сигнал с выхода фильтра усиливают, детектируют и подают на канал вертикального отклонения осциллографического индикатора. Данный сигнал пропорционален уровню гармонических составляющих, присутствующих на входе прибора. Анализаторы такого типа иногда применяют в СВЧ-диапазоне. Их строят на основе электрически перестраиваемых ферритовых СВЧ-фильтров с полосой пропускания 20...30 МГц. Более узкие полосы пропускания реализовать в перестраиваемых фильтрах, как правило, не удастся.

Наиболее распространенной конструкцией АС последовательного типа является супергетеродинная схема, представленная на рис. 6.7. Она содержит преобразователь частоты, состоящий из смесителя и электрически перестраиваемого гетеродина, и усилитель промежуточной частоты (УПЧ). Этот усилитель содержит узкополосный фильтр, настроенный на фиксированную промежуточную частоту (ПЧ)  $f_{ПЧ}$  анализатора спектра. На выходе фильтра ставят измеритель уровня (детектор среднеквадратических значений). Результат измерения подают на отсчетное устройство (осциллографический индикатор). Фактически такой прибор является узкополосным селективным вольтметром с супергетеродинным принципом перестройки по частоте. В АС ВЧ-диапазона используют электронную перестройку частоты и панорамный принцип индикации результата. Управление частотой осуществляют напряжением генератора линейной развертки индикатора. На низких частотах нашли ограниченное применение приборы с ручной перестройкой частоты и индикаторами в виде стрелочного вольтметра – *анализаторы гармоник*. Они измеряют гармоники входного сигнала при ручной (медленной) перестройке частоты, что позволяет избежать динамических искажений. В настоящее время анализаторы гармоник заменены цифровыми анализаторами спектра.

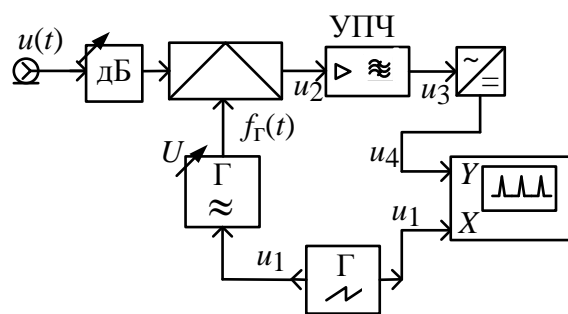


Рис. 6.7. Последовательный анализатор спектра с перестраиваемым гетеродином

Рассмотрим работу последовательного АС на примере анализа спектра синусоидального сигнала (одной гармоники с частотой  $f_c$ ). Гетеродин является генератором качающейся частоты (ГКЧ). Он вырабатывает гармонический сигнал с постоянной амплитудой и меняющейся по линейному закону частотой  $f_{Г}(t)$ . Обычно частоту гетеродина делают выше верхней рабочей частоты АС. Частота ГКЧ связана с управляющим напряжением развертки  $u_p(t)$  линейным законом:

$$f_{Г}(t) = f_{Г \min} + (f_{Г \max} - f_{Г \min}) \frac{u_p(t)}{U_p}. \quad (6.1)$$

На выходе смесителя возникают сигналы с комбинационными частотами, в том числе и с разностной частотой  $f_{Г}(t) - f_c$ . Этот сигнал  $u_2$  проходит через усилитель промежуточной частоты в момент времени  $t_0$ , когда разностная частота совпадает с частотой настройки фильтра УПЧ:

$$f_{ПЧ} = f_{Г}(t_0) - f_{С}.$$

Форма сигнала  $u_3$  определяется АЧХ фильтра УПЧ, что поясняется на рис. 6.8. После детектора получают видеоимпульс  $u_4$ . Он является откликом (реакцией) последовательного АС на гармоническое воздействие. Этот импульс подают на осциллографический индикатор прибора. Форма отклика повторяет форму АЧХ УПЧ и для узкополосного фильтра может выглядеть как тонкая вертикальная линия. Величина отклика пропорциональна амплитуде входного сигнала. Реакция АС на гармоническое воздействие представляет собой аппаратную функцию анализатора – частотный аналог импульсной характеристики, являющейся аппаратной функцией устройства во временной области.

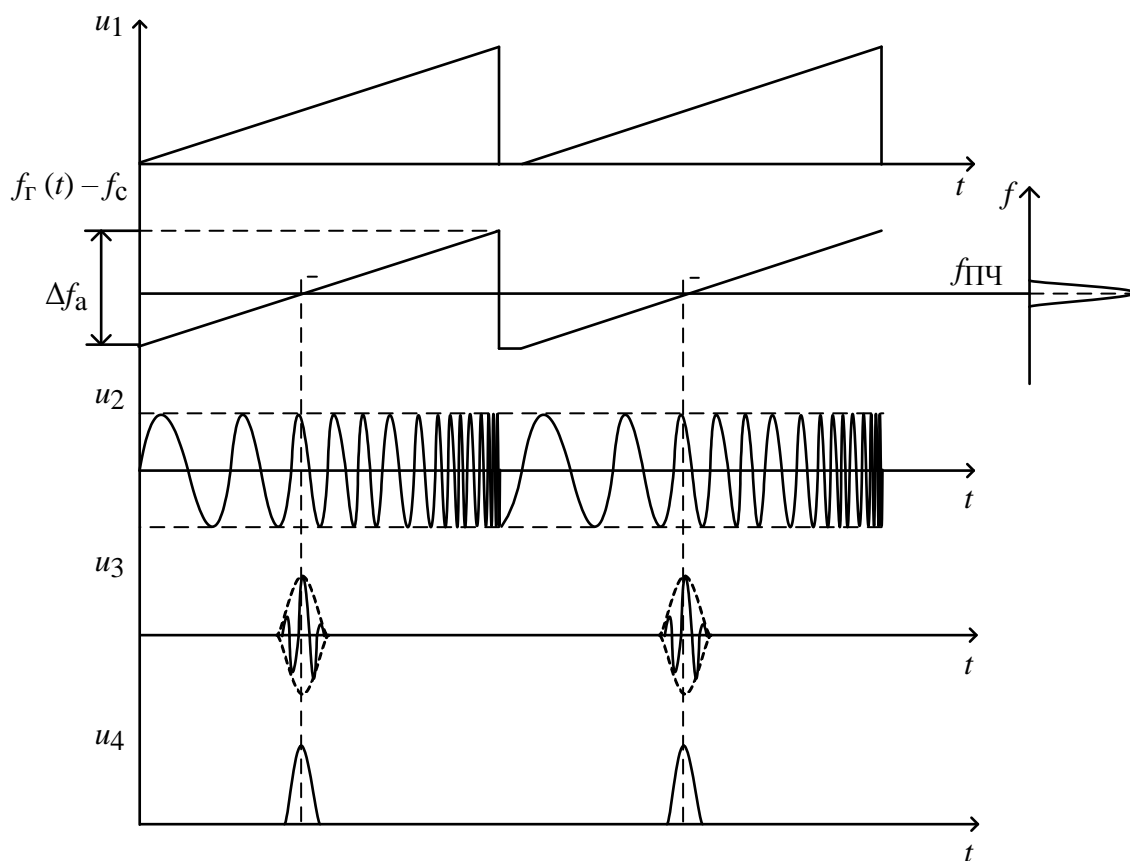


Рис. 6.8. Осциллограммы сигналов последовательного спектроанализатора

Момент времени  $t_0$ , когда импульс появляется на экране, зависит от частоты гармоники. Координата  $X$  осциллографического индикатора представляет собой ось частот входного сигнала. Масштаб по оси частот определяется модуляционной характеристикой гетеродина (6.1). Нижнюю и верхнюю частоты полосы обзора устанавливают дискретной или плавной регулировкой соответствующих границ перестройки гетеродина. Управле-

ние частотой гетеродина производят пилообразным напряжением  $u_1$ . Длительность прямого хода этого напряжения равна *времени анализа*  $T_a$ . Это время, за которое анализатор сканирует заданный диапазон частот спектра (*полосу анализа*  $\Delta f_a$ ). Этим же напряжением  $u_1$  производят горизонтальное отклонение луча осциллографического индикатора. Отметим, что линейность напряжения развертки во времени большого значения не имеет, так как выражение (6.1) устанавливает однозначное соответствие между частотой и координатой  $X$ , а время является промежуточной переменной.

При наличии в составе спектра сигнала второй гармоники процесс образования отклика происходит аналогично, но в другой момент времени. Эти импульсы – отклики спектроанализатора – появляются в разных точках оси  $X$ . Изображение откликов на экране называется *спектрограммой*. Высоты откликов пропорциональны амплитудам входных гармоник, расположение откликов на оси  $X$  соответствует частотам гармонических составляющих входного сигнала. Спектрограмма позволяет наглядно представить вид спектра и оценить его количественные характеристики.

Рассмотрим условия *неискаженного воспроизведения спектрограммы*. Отклик повторяет форму АЧХ УПЧ только в статическом режиме, когда изменение частоты происходит медленно по сравнению со скоростью переходных процессов в фильтре. На практике приходится учитывать искажение формы отклика за счет динамических искажений выходного напряжения фильтра из-за его инерционности.

Степень искажений описывается *коэффициентом динамических искажений*  $\mu$ , который равен отношению постоянной времени фильтра  $\tau_{ПФ}$  к времени  $\tau_0$  пребывания частоты в пределах полосы пропускания фильтра  $\mu = \tau_{ПФ} / \tau_0$ . Постоянную времени можно оценить через полосу пропускания  $\Delta f_{УПЧ}$  фильтра:

$$\tau_{ПФ} = \frac{1}{A \Delta f_{УПЧ}},$$

где  $A = 1 \dots 2$  – коэффициент, зависящий от формы АЧХ фильтра УПЧ. Время пребывания  $\tau_0$  рассчитывается через скорость изменения частоты ГКЧ  $\nu_f = \Delta f_a / T_a$  и полосу УПЧ:

$$\tau_0 = \frac{\Delta f_{УПЧ}}{\nu_f} = \frac{\Delta f_{УПЧ} T_a}{\Delta f_a}.$$

Коэффициент динамических искажений тогда равен:

$$\mu = \frac{\Delta f_a}{A(\Delta f_{\text{УПЧ}})^2 T_a}.$$

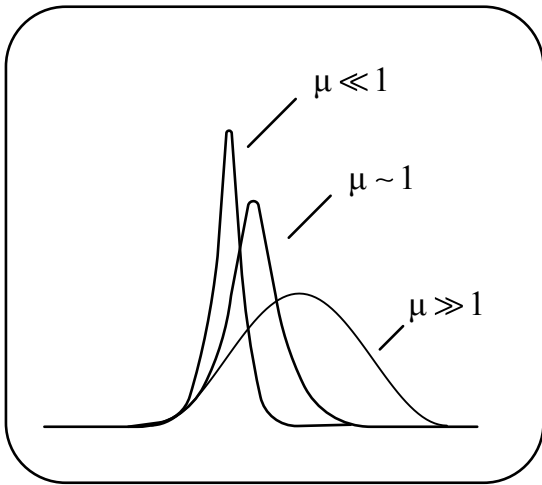


Рис. 6.9. Динамические искажения спектрограммы

Условие статического режима  $\mu \ll 1$  для анализатора спектра является слишком жестким. Допустимо небольшое отклонение формы откликов при  $\mu \sim 1$  (рис. 6.9). Отсюда вытекает важное условие получения неискаженной спектрограммы, устанавливающее связь между временем анализа, полосой анализа и полосой пропускания УПЧ:

$$T_a \geq \frac{\Delta f_a}{A(\Delta f_{\text{УПЧ}})^2}. \quad (6.2)$$

Расчет по формуле (6.2) показывает, что при широкой полосе анализа и узкой полосе пропускания требуемое время анализа может достигать десятков и сотен секунд. Так, при исследовании спектров в полосе 1 ГГц и установленной полосе пропускания фильтра 1 кГц время анализа должно быть более 1000 с. Поэтому при настройке спектроанализатора приходится выбирать оптимальные полосу обзора, время анализа и полосу пропускания УПЧ, исходя из компромисса. Для использования большого времени анализа применяют запоминающие осциллографические трубки, а также цифровые индикаторы с жидкокристаллическим дисплеем.

Второе условие неискаженной спектрограммы – неизменность спектра сигнала за время анализа. Иными словами, в процессе сканирования спектр сигнала не должен меняться. Это соответствует условию, когда период сигнала  $T \ll T_a$ . При увеличении периода повторения интервал между гармониками уменьшается, и с какого-то момента разрешение гармоник на экране отсутствует. Можно наблюдать только огибающую спектра. При дальнейшем увеличении период становится соизмерим со временем анализа. Это нарушает условие последовательного анализа  $T \ll T_a$ . В таком случае на экране спектроанализатора получим совокупность отдельных откликов АС на каждый входной сигнал.

Рассмотрим особый случай исследования широкополосных импульсных сигналов малой длительности и большой скважности ( $\tau_{\text{и}} \ll T$ ), при котором период повторения импульсов соизмерим со временем анализа. Если



постоянная времени фильтра УПЧ много меньше периода сигнала, то процессы в фильтре можно рассматривать как его реакцию на последовательность одиночных импульсов, описываемых спектральной функцией  $S(f)$  (рис. 6.10).

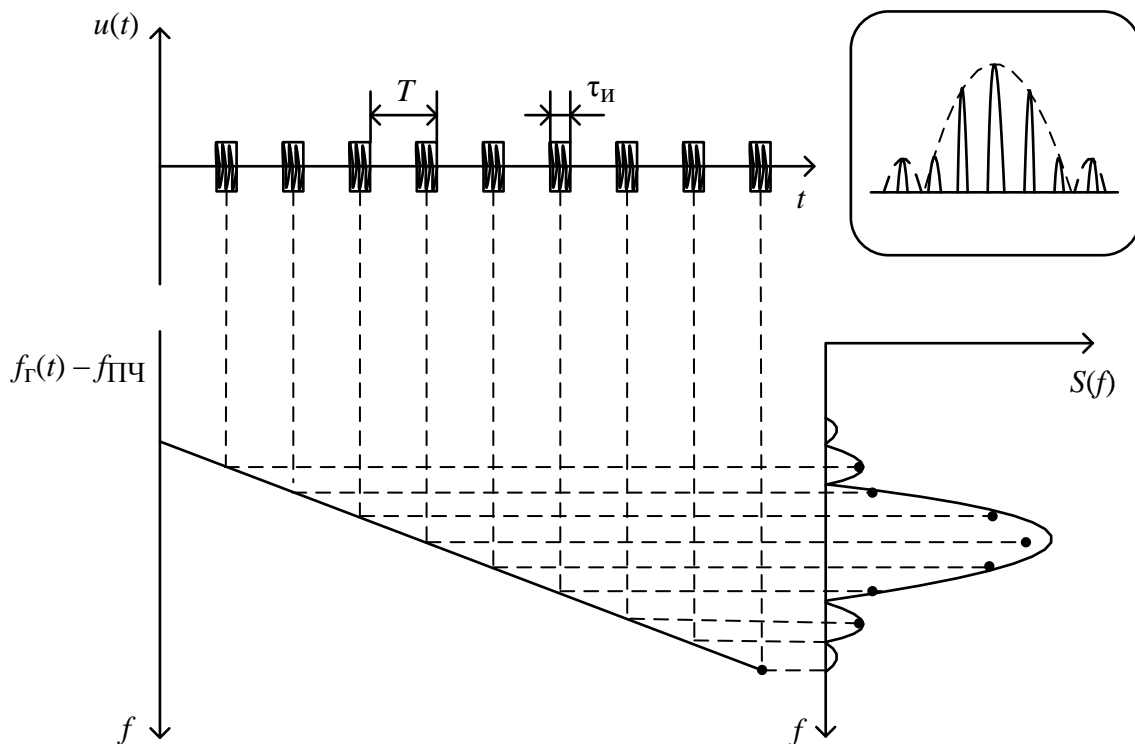


Рис. 6.10. Спектральный анализ импульсов с большой скважностью

В этом случае каждому входному импульсу соответствует одиночный отклик спектроанализатора, причем эти отклики не перекрываются. Поскольку в пределах узкой полосы пропускания спектральную функцию импульса можно считать постоянной, то воздействие импульса на фильтр аналогично воздействию  $\delta$ -функции. Амплитуда отклика пропорциональна значению спектральной функции на частоте  $f_c = f_T(t_{и}) - f_{ПЧ}$ , где  $t_{и}$  – момент прихода импульса. Например, если  $T_a = 10T$ , то на экране будут наблюдаться 10 откликов, соответствующих 10 входным импульсам. Поскольку частота входного сигнала не синхронизирована с частотой развертки, эти отклики будут перемещаться по экрану, создавая огибающую изображения, несущую информацию о спектре. Общее число импульсов на экране равно  $T_a/T$ . Огибающую спектральной функции можно наблюдать и в случае непериодически повторяющихся импульсов.

Искажают спектрограмму помехи, которые проходят на выход анализатора по зеркальному каналу приема. Этот канал характерен для суперге-

теродина способа преобразования частоты, при котором в полосу пропускания УПЧ попадает как полезный сигнал с разностной частотой  $f_c = f_{\Gamma}(t_{и}) - f_{ПЧ}$ , так и сигнал помехи с частотой  $f_{п} = f_{\Gamma}(t_{и}) + f_{ПЧ}$ , который выше частоты сигнала на удвоенную  $f_{ПЧ}$ . Помеха, имеющая эту частоту, будет преобразована и создаст паразитный отклик, накладывающийся на полезный. Возникнет искажение спектрограммы.

Для исключения помех используют фильтрацию сигнала на входе анализатора. Это можно сделать электрически перестраиваемым фильтром, настроенным на частоту полезного сигнала (преселектор). Реализовать электрически управляемый преселектор, обеспечивающий синхронность перестройки с гетеродином и постоянство коэффициента передачи, достаточно сложно. В анализаторах спектра чаще используют входные неперестраиваемые полосовые фильтры, пропускающие весь рабочий диапазон частот АС. Частотный диапазон зеркального канала при этом будет подавлен. Для простоты разделения полезного и зеркального каналов выбирают высокое значение промежуточной частоты. Однако на высоких частотах трудно получить узкие полосы пропускания фильтра УПЧ. Выход из этого противоречия – использование двойного или даже тройного преобразования частоты. Частоту первой ПЧ выбирают исходя из требования подавления зеркального канала, частоту второй или третьей ПЧ – с точки зрения возможностей реализации узкополосного фильтра. При этом только у первого гетеродина частота перестраивается в процессе анализа. Второй и третий гетеродины имеют фиксированную частоту.

Измерение параметров спектральных составляющих производят по спектрограмме. Амплитуды (уровни) спектральных составляющих измеряют, как правило, методом калиброванных шкал (аналогично осциллографу). Вертикальная шкала перед измерениями калибруется в единицах напряжения по образцовому гармоническому сигналу, подаваемому на вход прибора. Часто в спектроанализаторах применяют логарифмический масштаб изображения по вертикали. Делают это с помощью функционального преобразователя в канале  $Y$  с логарифмической амплитудной характеристикой. В этом случае шкалу градуируют в логарифмических уровнях мощности относительно 1 мВт (дБм).

Для измерения частоты метод калиброванных шкал не всегда подходит из-за низкой стабильности установки частотного диапазона спектроанализатора. Используют метод сравнения с эталоном. На вход вместе с

исследуемым сигналом подают короткие видео- или радиоимпульсы калибратора. Частота повторения импульсов калибратора стабилизирована кварцем. Спектр импульсов достаточно широк и содержит гармоники высших порядков. Расстояние между откликами гармоник калибратора равно частоте повторения и является мерой частоты. Меняя частоту несущей радиоимпульса, перемещают спектр калибратора в область полосы обзора анализатора. Сравнивая исследуемый и образцовый сигналы, по масштабной сетке проводят измерение частот гармоник сигнала. Другой способ измерения частоты – перемещаемая частотная метка. Для ее создания подают на вход АС гармонический сигнал с известной частотой. Плавно меняя его частоту, перемещают отклик (метку) по спектрограмме. Совмещая ее с откликами сигнала, фиксируют частоту гармоник.

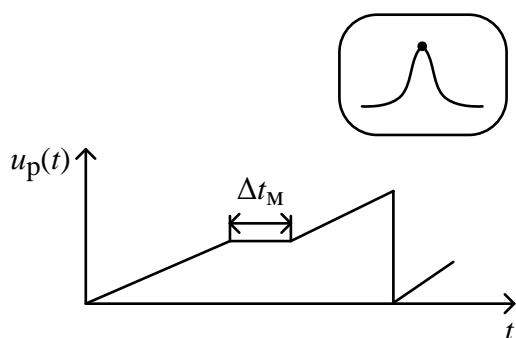


Рис. 6.11. Сигнал стоп-метки

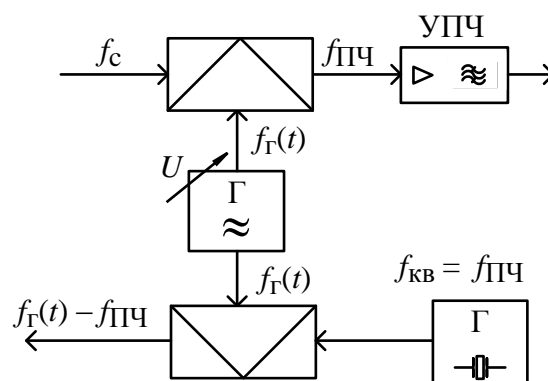


Рис. 6.12. Канал следящего генератора

Более удобным методом измерения частоты является метод *стоп-метки*. На напряжении генератора развертки делается плоская ступенька длительностью  $\Delta t_M$  (рис. 6.11). В момент появления ступеньки частота перестает меняться. Не происходит и перемещения луча по оси X. На экране образуется яркая точка – стоп-метка. В момент остановки частоты вырабатывается импульс запуска внешнего или внутреннего частотомера, который измеряет частоту гетеродина. Время измерения должно укладываться в длительность ступеньки (обычно достаточно 0.1 с). Зная частоту УПЧ, можно рассчитать частоту входного сигнала, соответствующую моменту остановки частоты.

Для исключения расчетов и получения прямых измерений частоты в современных спектроанализаторах предусматривают *канал следящего генератора (tracking generator)*. Он содержит кварцевый генератор с частотой  $f_{кв}$ , равной частоте настройки УПЧ, и смеситель, идентичный тому, который установлен в канале сигнала (рис. 6.12).

На выходе смесителя выделяется сигнал с частотой  $f_r(t) - f_{ПЧ}$ , который подается на ЭСЧ и измеряется. Частота этого сигнала равна частоте входного сигнала в момент образования ступеньки стоп-метки. Преимуществом метода стоп-метки является высокая точность измерения частоты. В момент остановки частоты исчезают динамические искажения отклика, что может быть использовано для уточнения амплитуды и частоты гармоники. К недостаткам следует отнести увеличение времени анализа и необходимость ручного управления положением стоп-метки.

### 6.3. Основные параметры последовательных спектроанализаторов и области их применения

*Рабочий диапазон частот* – это тот частотный диапазон, в котором работает данный прибор. Рабочий диапазон может быть разбит на поддиапазоны.

*Полоса обзора (полоса анализа)* – это диапазон частот, в котором производится обзор спектра сигнала за один ход развертки. Может регулироваться от максимальной полосы до нуля. В последнем случае спектроанализатор превращается в измерительный приемник с ручной перестройкой частоты.

*Время анализа (время обзора)* – это время, за которое спектроанализатор перестраивается в пределах полосы обзора. Оно равно длительности прямого хода развертки и может регулироваться в широких пределах (от

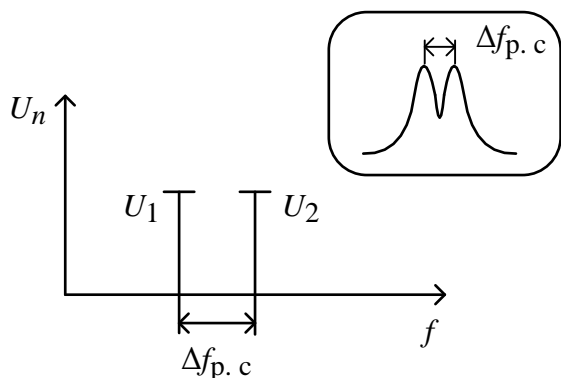


Рис. 6.13. Спектрограмма, соответствующая разрешающей способности АС последовательного типа

единиц миллисекунд до десятков секунд и более). Если в АС предусмотрен ручной режим перестройки по частоте, то время анализа не ограничено. Этот режим используют при работе с особо узкими полосами УПЧ.

*Разрешающая способность* – минимальная разность частот двух спектральных составляющих, при которой они фиксируются раздельно

и могут быть измерены. Численно задается разностью частот двух гармоник  $U_1$  и  $U_2$ , которые на экране создают изображение откликов, пересекающихся на заданном заранее уровне. Обычно используют спад до уровня 0.707 (–3 дБ) от амплитуд откликов, реже до уровня 0.5 (–6 дБ)

(рис. 6.13). Отметим, что разрешающая способность показывает лишь возможность визуально различить отклики. На точности измерения амплитуд и частот гармоник она сказывается только при большой ширине откликов.

Различают статическую и динамическую разрешающие способности. *Статическая* определяется шириной полосы пропускания УПЧ. Для типовой формы АЧХ УПЧ используют эмпирическую оценку статической разрешающей способности:

$$\Delta f_{p.c} \cong \sqrt{3} \cdot \Delta f_{УПЧ}.$$

*Динамическая* разрешающая способность определяется степенью расширения отклика из-за динамических искажений в фильтре. Она зависит от времени анализа и полосы обзора (анализа)  $\Delta f_a$ . Это связано с наличием переходных процессов в узкополосном фильтре УПЧ при воздействии на него меняющегося по частоте сигнала. Форма огибающей на выходе фильтра и, соответственно, ширина отклика на экране будут отличаться от статической. Из условия (6.2) следует, что при очень узких полосах пропускания время анализа должно быть достаточно велико – единицы и десятки секунд. При невыполнении условия на экране наблюдается расширение отклика. Последнее приводит к снижению разрешающей способности, поэтому динамическая разрешающая способность всегда хуже статической.

Методы улучшения разрешающей способности:

- увеличение времени анализа. При исследовании сигналов с близкими гармониками используют большое время анализа при минимально возможной полосе пропускания УПЧ. В наиболее сложных случаях переходят к ручной перестройке частоты;

- расширение полосы пропускания УПЧ. При этом некоторое снижение статической разрешающей способности компенсируется уменьшением динамических искажений;

- использование стоп-метки. В точке остановки частоты динамических искажений нет – частотная метка всегда располагается на контуре статического отклика и искажения в этой точке отсутствуют.

*Чувствительность* – это минимальный уровень входного синусоидального сигнала, который может быть измерен на экране спектроанализатора с заданной точностью. Чувствительность ограничена, как правило, внутренними шумами прибора. Количественно она оценивается как минимальное значение синусоидального сигнала, при котором его отклик превышает уровень шумов на экране прибора в заданное число раз (например

на 20 дБ). В технических параметрах АС указывают уровень собственных шумов прибора, который позволяет оценить чувствительность по любому отношению сигнал/шум.

*Максимальный уровень входного сигнала* определяется уровнем допустимых искажений исследуемого спектра при воздействии сигнала на входные активные блоки прибора. При перегрузках большим сигналом в спектрограмме появляются дополнительные паразитные составляющие, а амплитуды существующих откликов могут измениться.

*Динамический диапазон* – это соотношение максимального и минимального уровней гармоник, при котором искажения спектрограммы за счет нелинейности АС пренебрежимо малы. Не следует путать это понятие с диапазоном измеряемых амплитуд сигнала, который при использовании входного аттенюатора может быть существенно больше, чем динамический диапазон. Присутствие в реальных сигналах больших и малых уровней гармоник предъявляет жесткие требования к динамическому диапазону. Как правило, он определяется нелинейностью входных блоков спектроанализатора (смесителя, усилителя и пр.). Современные спектроанализаторы имеют высокий динамический диапазон (90...120 дБ и более).

*Селективность по побочным каналам приема* характеризуется степенью подавления сигнала на частоте зеркального канала прохождения сигнала. Этот параметр зависит от свойств входного фильтра и значения первой промежуточной частоты АС.

*Амплитудно-частотная характеристика* – это зависимость измеренной амплитуды гармоники от изменения ее частоты в пределах полосы обзора при постоянной амплитуде на входе. Она определяет систематическую погрешность при измерении спектров в широком диапазоне частот.

*Метрологические параметры АС* – это погрешности измерения уровня гармоник и частоты гармоники. Погрешность измерения амплитуды включает погрешность калибровки на фиксированной частоте и погрешность неравномерности собственной АЧХ, погрешность калиброванного аттенюатора и пр. Погрешность измерения частоты определяется точностью калибровки шкалы, точностью совмещения метки с выбранной точкой спектрограммы, погрешностью частотомера.

Современные анализаторы спектра последовательного типа имеют широкие рабочие диапазоны частот (до единиц и десятков гигагерц), минимальные полосы пропускания УПЧ – от десятков герц до единиц килогерц, малый

уровень собственных шумов и обеспечивают значительный динамический диапазон (130...150 дБ). Точность измерения амплитуды 0.5...2 дБ, погрешность измерения частоты  $10^{-3}$ ... $10^{-6}$ .

Рассмотрим области применения АС последовательного типа:

1. *Измерение амплитуд и частот гармонических составляющих линейных спектров.* Современные спектроанализаторы имеют малую погрешность измерения амплитуды и частоты. Практически они заменяют ВЧ-вольтметры, а во многих случаях – и частотомеры.

2. *Измерение параметров модуляции.* Коэффициент амплитудной модуляции определяют по амплитудам боковых составляющих. Для частотной модуляции при малых индексах девиацию частоты оценивают также по уровню первых боковых составляющих.

3. *Измерение шумовых спектров.* Для исследования спектров шумовых (случайных) сигналов увеличивают постоянную времени видеофильтра детектора, тем самым реализуют режим сглаживания спектрограммы.

4. *Измерение спектров квазисинусоидальных сигналов.* Для генераторов с высокой стабильностью частоты (кварцевых генераторов, синтезаторов частоты и пр.) качество сигнала определяется остаточным шумом паразитной фазовой модуляции (ФМ). Мощность шума мала, измерить ее обычными средствами затруднительно. Исследование спектральной плотности шума с помощью АС позволяет произвести оценку его уровня. Количественно его выражают значением спектральной плотности мощности при заранее заданной расстройке от частоты несущей (например 10, 100 кГц). Спектральную плотность шума относят к уровню сигнала несущей частоты, поэтому единицы измерения этого параметра дБн/Гц. Обозначение дБн показывает, что уровень спектра относится к несущей (в иностранной литературе *dBc – dB-carrier*).

5. *Измерение нелинейных и интермодуляционных искажений.* Такие искажения оцениваются коэффициентом гармоник и коэффициентом интермодуляционных искажений. Эти параметры характеризуют степень линейности радиоустройств. На ВЧ и СВЧ их измеряют спектроанализатором. Определяют амплитуды спектра искаженного сигнала при подаче на вход в первом случае одного синусоидального колебания, во втором – двух колебаний разных частот. Амплитуды комбинационных составляющих характеризуют степень вносимых интермодуляционных искажений.

6. *Исследование паразитных модуляций* радиоимпульсов проводят по виду их спектра. С помощью АС можно контролировать наличие и уровень паразитной частотной модуляции (ЧМ); выявить пропуск импульсов, появление ложных сигналов, флуктуации длительности импульсов и пр. Искажение АМ-сигнала с гармонической модуляцией хорошо видно на его спектре – в нем появляются дополнительные паразитные боковые составляющие.

7. *Измерение амплитудно-частотных характеристик.* Это возможно в спектроанализаторах со следящим генератором. Выходной сигнал такого генератора всегда совпадает с частотой настройки анализатора. Следовательно, если соединить выход следящего генератора с входом анализатора, то на экране появится линия постоянного уровня сигнала генератора. При включении между выходом и входом исследуемого устройства изображение на экране будет повторять частотную зависимость модуля коэффициента передачи. Спектроанализатор в этом случае выполняет функцию высокочувствительного индикатора с равномерной частотной характеристикой и малой нелинейностью. Достоинствами такого метода по сравнению со стандартными измерителями АЧХ являются большой динамический диапазон и низкий уровень шумов.

В современных спектроанализаторах используют цифровую обработку видеосигнала после его фильтрации и детектирования. Она позволяет увеличить динамический диапазон и расширить функциональные возможности прибора. При этом спектрограмма выводится на растровый дисплей; измерение амплитуд и частот гармоник осуществляют цифровым способом.

Использование быстродействующих АЦП позволяет существенно упростить аппаратную часть АС. Преобразование сигнала ПЧ в цифровую форму позволяет использовать вычислительный алгоритм детектирования и исключить аналоговый детектор. Это повышает линейность АС. Использование алгоритмов цифровой фильтрации улучшает разрешающую способность АС, позволяет реализовать предельно малые полосы фильтрации.

#### **6.4. Параллельные спектроанализаторы**

Основной недостаток спектроанализаторов последовательного типа – довольно длительное время анализа спектра, необходимое для перестройки прибора в полосе обзора. В это время спектр сигнала меняться не должен, что сужает область использования таких спектроанализаторов. Они применяются для периодических (повторяющихся) сигналов. Для измерения



спектров одиночных (неповторяющихся) и шумовых (случайных) сигналов необходимо производить измерение спектра сразу во всем диапазоне частот. Время анализа при этом может быть много меньше длительности анализируемого процесса. Такие приборы называют анализаторами реального времени. Для их построения используют параллельный и псевдопараллельный принципы анализа, дисперсионные анализаторы, а также алгоритмы цифрового анализа спектров.

Параллельные спектроанализаторы представляют собой приборы с узкополосной фильтрацией сигнала системой фильтров с перекрывающимися частотными характеристиками (рис. 6.14).

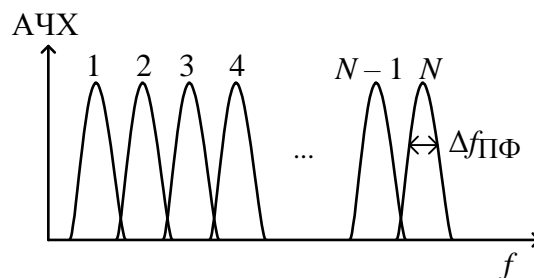


Рис. 6.14. Частотные характеристики фильтров параллельного анализатора

Один из возможных вариантов построения такого прибора с панорамной индикацией представлен на рис. 6.15. Он содержит систему фильтров, детекторы среднеквадратического значения и коммутатор (мультиплексор) выходных напряжений.

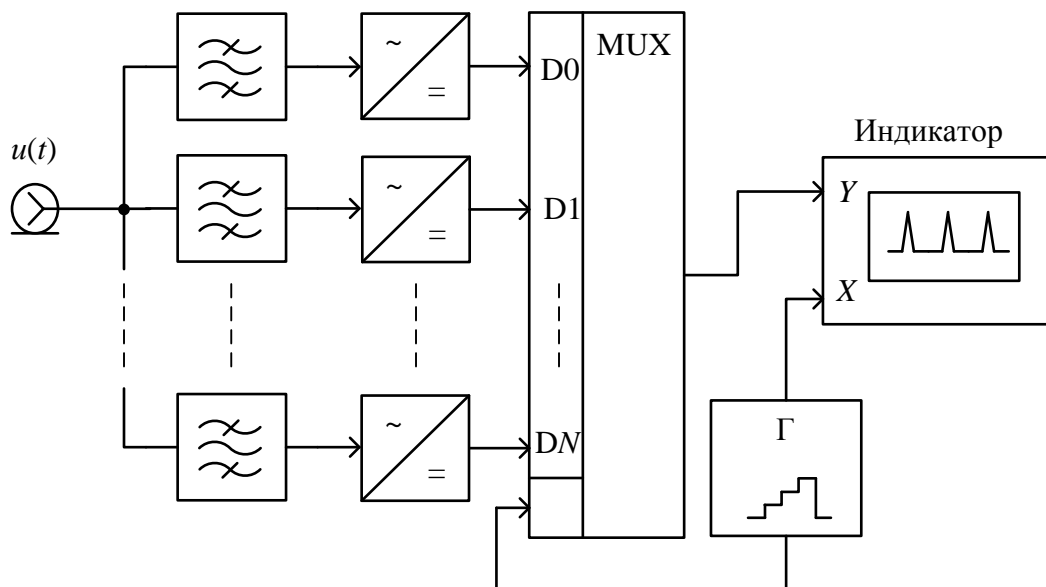


Рис. 6.15. Параллельный анализатор спектра

Управление коммутатором осуществляется от тактового генератора, создающего также ступенчатое напряжение развертки. Это напряжение подают на канал  $X$  индикатора, а на канал  $Y$  — усиленный сигнал с выходов детекторов. Спектрограмма на экране представляет собой набор точек,

вертикальное положение которых соответствует среднеквадратическому значению уровня гармонических составляющих, выделенных каждым из фильтров анализатора. Например, если на вход подано пять гармонических составляющих, то на спектрограмме появятся пять точек, соответствующих номерам фильтров, имеющих частоту настройки на эти частоты (см. рис. 6.14).

Разрешающая способность анализатора спектра параллельного типа определяется полосой пропускания фильтров  $\Delta f_{\text{ПФ}}$ . Для фильтров с прямоугольной АЧХ разрешающая способность равна их полосе пропускания. Для реальных фильтров их АЧХ частично перекрываются, поэтому разрешающая способность хуже. Обычно ее оценивают удвоенной  $\Delta f_{\text{ПФ}}$ . При перекрывающихся АЧХ на спектрограмме появляются паразитные отсчеты, обусловленные прохождением сигнала гармоники одновременно в два соседних фильтра.

Для получения постоянной разрешающей способности фильтры необходимо делать с одинаковой абсолютной полосой пропускания. Однако при этом у каждого фильтра будет разная относительная полоса пропускания и, соответственно, разная эквивалентная добротность. В диапазоне нижних частот это вызывает необходимость построения фильтров с добротностями сотни и тысячи, что физически нереализуемо, поэтому в параллельных спектроанализаторах применяют совокупность фильтров с одинаковой добротностью и, соответственно, разной полосой пропускания. В этом случае принято указывать относительную полосу в долях октавы. Напомним, что октавой называется соотношение частот в 2 раза, а доля октавы – это корень соответствующей степени из 2. Для граничных частот  $f_1$ ,  $f_2$  полосы пропускания фильтра полосы 1/1, 1/2, 1/3 октавы соответствуют соотношениям:

$$f_2/f_1 = 2, \sqrt[2]{2} = 1.41, \sqrt[3]{2} = 1.26.$$

Таким образом, для параллельных АС с одинаковой добротностью фильтров разрешающая способность меняется в пределах полосы анализа.

Время анализа параллельного спектроанализатора зависит в основном от времени установления напряжения на выходе фильтров. Это время оценивают по постоянной времени для фильтра с минимальной полосой пропускания:

$$T_a \cong \frac{1}{\Delta f_{\text{ПФ min}}}.$$

Ширина обзора параллельного спектроанализатора равна сумме полос пропускания всех фильтров. Для увеличения разрешающей способности приходится использовать большое количество фильтров, что затрудняет реализацию таких приборов. Параллельные АС в настоящее время строят с использованием цифровых фильтров.

Цифровой фильтр (ЦФ) – это алгоритм обработки цифрового сигнала, соответствующий фильтрации аналогового сигнала. Частотная характеристика и стабильность ее формы у ЦФ может быть значительно лучше, чем у аналогового прототипа. Цифровой детектор, который предусматривают на выходе ЦФ, измеряет истинное среднеквадратическое значение сигнала, на него не влияет большой пик-фактор сигнала. Цифровое устройство сглаживания (аналог видеофильтра) обеспечивает усреднение по линейному и показательным законам. Однако применение ЦФ требует предварительного аналого-цифрового преобразования сигнала. Это ограничивает рабочий диапазон частот анализатора и его динамический диапазон.

### **6.5. Вычислительные анализаторы спектра**

Вычислительные спектроанализаторы позволяют получить спектр входного сигнала путем расчета по формулам *дискретного преобразования Фурье* (ДПФ). Практически всегда используют алгоритм быстрого преобразования Фурье, поэтому такие приборы часто называют БПФ-анализаторами.

Для проведения расчета спектра исследуемый сигнал дискретизируют во времени с интервалом дискретизации  $\Delta t$  и квантуют по уровню с помощью быстродействующего АЦП. Частота дискретизации  $f_d = 1/\Delta t$  должна удовлетворять теореме Котельникова, т. е. должна быть, по крайней мере, вдвое выше максимальной частоты спектра исследуемого сигнала. На практике это условие необходимо выполнять со значительным запасом, в противном случае возникают искажения, вызванные наложением спектров выборок. Дискретизация сигнала по уровню приводит к возникновению шума квантования, который снижает динамический диапазон анализатора. Чем больше разрядность АЦП, тем ниже оказываются шумы квантования. Из-за ограниченности рабочей полосы АЦП приходится искать компромисс между динамическим диапазоном (разрядностью АЦП) и максимальной частотой сигнала (частотой дискретизации). Большой динамический диапазон (более 100 дБ) получается лишь для относительно низкочастотных приборов.

Рассмотрим принцип работы вычислительного спектроанализатора (рис. 6.16). Спектр входного сигнала ограничивается ФНЧ для подавления зеркального канала. Полоса частот входного сигнала смещается в область рабочего диапазона частот АЦП. Далее сигнал усиливается и фильтруется в УПЧ с широкой полосой пропускания. После аналогово-цифрового преобразования значения отсчетов сигнала поступают в ОЗУ и затем используются для вычисления спектра в блоке БПФ. Результат расчета спектра поступает на дисплей. В отличие от других типов спектроанализаторов БПФ-анализаторы способны рассчитать как амплитудный, так и фазовый спектры, что является важным преимуществом таких приборов. БПФ-анализатор может быть реализован как в виде специализированного сигнального процессора (микропроцессорного вычислительного блока), так и в виде компьютерного измерительного устройства (виртуального прибора). В последнем случае используют как специализированное, так и стандартное программное обеспечение (например, средства пакетов LabView или MathLab).

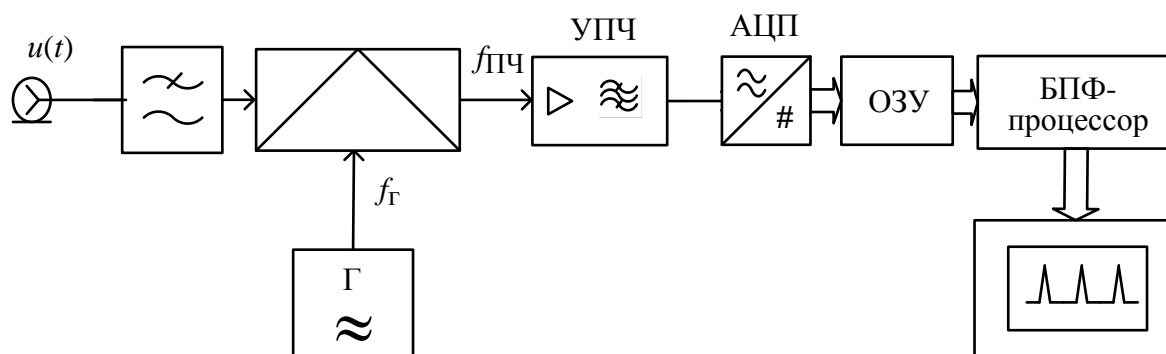


Рис. 6.16. Структурная схема вычислительного анализатора спектра

Рассмотрим особенности алгоритма ДПФ (БПФ), которые необходимо учитывать при работе с вычислительным спектроанализатором. Вычислительный спектроанализатор всегда будет измерять спектр выборки сигнала длительностью  $T_c = N\Delta t$ , а не спектр непрерывного бесконечного (например периодического) сигнала.

При использовании ДПФ выборку сигнала рассматривают как периодический сигнал с периодом  $T_c$ . Иными словами, выборку дополняют слева и справа копиями отсчетов, сдвинутых во времени на  $N\Delta t$ . Последовательность пронумерованных от 0 до  $N - 1$  отсчетов сигнала  $\{u(k)\}$  является периодической  $u(k + N) = u(k)$  для любого  $k$ . Эта последовательность соответствует дискретному сигналу из смещенных по времени дельта-функций:

$$\hat{u}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} U(k\Delta t) \delta(t - k\Delta t).$$

Дискретный сигнал, как известно, имеет повторяющийся на оси частот спектр с периодом  $f_d = 1/\Delta t$ . Периодичность сигнала во времени, в свою очередь, соответствует дискретному спектру с расстоянием между гармониками, равным  $\frac{1}{T_c} = \frac{1}{N\Delta t}$ . Таким образом, количество гармоник в одном периоде спектра равно количеству отсчетов сигнала в выборке  $N$ .

Рассмотрим процедуру вычисления спектра периодического дискретного сигнала. Будем раскладывать его в ряд Фурье. Коэффициенты  $S_n$  этого ряда согласно общей формуле для коэффициентов комплексного ряда Фурье равны:

$$\begin{aligned} S(n) &= \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u(t) \exp\left(-i \frac{2\pi n}{T_c} t\right) dt = \\ &= \dots = \frac{1}{N\Delta t} \int_0^{N\Delta t} \left[ \sum_0^{N-1} U(k\Delta t) \delta(t - k\Delta t) \right] \exp\left(-i \frac{2\pi n}{T_c} t\right) dt = \\ &= \dots = \frac{1}{N\Delta t} \sum_0^{N-1} U(k) \exp\left(-i \frac{2\pi n k}{N}\right). \end{aligned}$$

Таким образом, формула для вычисления комплексных амплитуд отсчетов спектра  $S(n)$  представляет собой линейную комбинацию отсчетов, умноженных на экспоненциальные функции от комплексного аргумента, включающего дискретное значение частоты  $f_n = n/T_c = n/(N\Delta t)$ . Реальный масштаб времени фигурирует только в множителе  $\frac{1}{N\Delta t}$  перед оператором суммирования. При рассмотрении дискретных последовательностей обычно оперируют только номерами отсчетов и спектральных гармоник, интервал дискретизации делают равным единице. Также принято нормировать уровни гармоник, перенося множитель  $1/N$  в выражение для обратного преобразования. Получившееся выражение называется дискретным преобразованием Фурье  $S(n)$  для сигнала  $u(k)$ :

$$S(n) = \sum_0^{N-1} U(k) \exp\left(-i \frac{2\pi n k}{N}\right).$$

ДПФ представляет собой дискретные отсчеты непрерывной спектральной функции дискретного сигнала  $S(f_n) = \sum_0^{N-1} U(k) \exp(-i 2\pi f_n t)$ , соответствующие частотам  $f_n$  и дискретному времени  $t_k = k\Delta t$ .

Существует и *обратное* дискретное преобразование Фурье. Переход от дискретного спектра к временным отсчетам сигнала выражается следующей формулой:

$$U(k) = \frac{1}{N} \sum_0^{N-1} S(n) \exp\left(i \frac{2\pi nk}{N}\right).$$

Это выражение отличается от формулы прямого ДПФ лишь знаком в показателе комплексной экспоненты и наличием множителя  $1/N$  перед оператором суммирования.

Для вычисления одного коэффициента ДПФ необходимо выполнить  $N$  комплексных умножений и сложений. Таким образом, расчет всего ДПФ, содержащего  $N$  коэффициентов, потребует  $N^2$  пар операций «умножение–сложение». Число операций возрастает пропорционально квадрату. Однако если  $N$  может быть разложено на множители, процесс вычислений можно ускорить. Это делают, разделяя анализируемый набор отсчетов на части, вычисляя их ДПФ и затем объединяя полученные результаты. Наибольшее ускорение вычислений достигают при  $N = 2^k$  ( $N = 128, 256, 512, 1024$  и т. д.). В этом случае делят выборку пополам, полученные две последовательности также делят на две части. Процесс деления продолжают до тех пор, пока не получатся двухэлементные последовательности, ДПФ которых рассчитывается вообще без использования операций умножения (достаточно вычислить сумму и разность двух отсчетов). Число требуемых при этом пар операций «умножение–сложение» равно  $N \log_2(N)$ . Вычислительные затраты уменьшаются в  $N/\log_2(N)$  раз. Такой способ вычисления ДПФ называют быстрым преобразованием Фурье (БПФ, или *Fast Fourier Transform, FFT*). Алгоритм БПФ используют во всех моделях вычислительных спектроанализаторов и в цифровых осциллографах.

Разрешающая способность БПФ-анализатора равна расстоянию между двумя спектральными компонентами входного сигнала, при котором они появляются на соседних частотных отсчетах дискретного спектра. БПФ можно трактовать как обработку сигнала системой из  $N$  узкополосных фильтров, настроенных на частоты дискретизации спектра  $f_n$  (частотные

каналы) со сдвигом  $1/(N\Delta t)$ . АЧХ каждого такого фильтра для каждой из  $N$  частот дискретного спектра описывается функцией вида

$$K_n(f) = \frac{\sin\left(\pi N \frac{f - f_n}{f_d}\right)}{\sin\left(\pi \frac{f - f_n}{f_d}\right)}.$$

Ширина полосы пропускания канала определяется количеством отсчетов сигнала в выборке  $N$ . На рис. 6.17 изображен график АЧХ БПФ третьего частотного канала при  $N = 8$ . Градуировка частотной оси выполнена в номерах частотных каналов. Пунктирной линией на этом же рисунке показана АЧХ соседнего четвертого частотного канала.

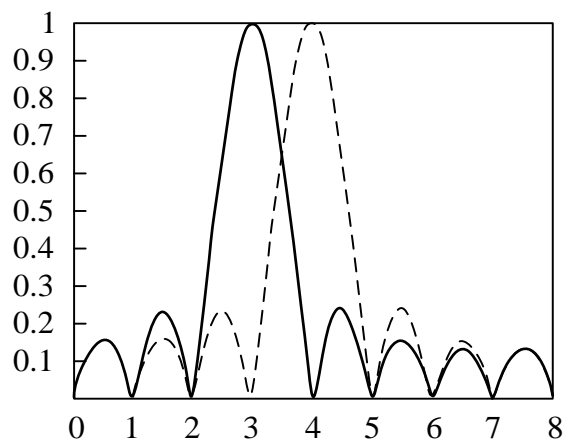


Рис. 6.17. АЧХ частотных каналов БПФ

Заметим, что эта картина напоминает вид АЧХ системы фильтров параллельного спектроанализатора, приведенный ранее (см. рис. 6.14). Если на вход поданы две гармоники, частоты которых попадают точно на частоты двух каналов, то на выходе БПФ-анализатор покажет две составляющие спектра. Однако если частота гармоники не совпадает с частотой частотного канала, то при измерении амплитуды возникает погрешность, определяемая АЧХ канала. Кроме того, гармоника попадет в соседние частотные каналы, что создаст ложные отсчеты в полученном спектре. Это объясняется большим уровнем боковых лепестков АЧХ канала в области частот других каналов.

Для улучшения формы АЧХ и снижения уровня боковых лепестков используют *весовые функции*  $w(k)$ , которые также называют *окнами* (*window*). В этом случае перед расчетом БПФ сигнал умножается на функцию, которая должна спадать к краям отрезка сигнала. Умножение сигнала на весовую функцию соответствует *свертке* спектров сигнала и весовой функции. Подбирая весовую функцию  $w(k)$  для конкретной измерительной задачи, можно уменьшить уровень боковых лепестков частотной характеристики фильтров, соответствующих отдельным каналам БПФ. Платой за это является расширение центрального лепестка частотной характеристики

(см. рис. 6.17). Для исходного БПФ (без оконной обработки) весовая функция – это прямоугольное окно с длительностью, равной длине выборки. Именно поэтому АЧХ канала имеет вид преобразования Фурье от прямоугольного импульса.

Весовая обработка помогает уменьшить влияние такого искажения, которое называется *растеканием спектра* (*spectrum leakage*). При ДПФ предполагается, что последовательность отсчетов анализируемого сигнала является периодически продолженной вперед и назад во времени. Если значения начальных и конечных отсчетов сигнала ненулевые и сильно различаются, то при периодическом повторении на стыках сегментов возникают скачки, из-за которых расчетный спектр сигнала расширяется. Весовая обработка входной последовательности отсчетов сигнала приводит к ослаблению эффектов, связанных с возникновением скачков сигнала при периодическом повторении выборки, и, таким образом, к уменьшению растекания спектра. В спектроанализаторах наиболее часто используют косинусные окна Ханна, Хэмминга, Блэкмена. Для получения высокого уровня точности, требуемого от БПФ-анализатора, применяют окно с плоской вершиной в частотной области (*flat top window*). Максимальная ошибка измерения амплитуды для него составляет порядка 0.05 дБ. Однако недостатком такого окна является относительно широкий основной лепесток, который снижает разрешающую способность прибора.

Применение вычислительных методов позволяет значительно улучшить разрешающую способность последовательных анализаторов спектра. При необходимости реализации узких полос фильтрации (десятки герц) время последовательного анализа может быть неприемлемо большим. В этом случае фильтром УПЧ вырезают часть анализируемого спектра и далее проводят его БПФ-преобразование. Потом анализатор перестраивают на следующую полосу частот и вычисление повторяют. На индикаторе выводят результат «сшивания» численных результатов БПФ-анализа. Таким образом удается обеспечить весьма узкие полосы (до единиц герц) при приемлемом времени анализа и широких полосах перестройки. Например, в анализаторах спектра PSA фирмы «Agilent» весь тракт ПЧ сделан цифровым, что позволяет обеспечить разрешение до 1 Гц при сокращении времени анализа в 2–50 раз по сравнению с аналоговым фильтром.

Для преобразования Фурье используется лишь часть сигнала, поступающего на вход анализатора спектра. Количество отсчетов  $N$ , выбранных



для анализа, соответствует исследуемому отрезку сигнала на интервале времени  $N\Delta t$ . Для непрерывной обработки сигнала в реальном времени прибор накапливает выборку из  $N$  отсчетов сигнала. Затем в течение одного интервала  $\Delta t$  необходимо успеть выполнить расчет спектра и вывести его на устройство индикации. Далее процесс анализа повторяется. Если же расчеты не удастся завершить за время  $\Delta t$ , то получится пропуск отдельных отсчетов и потеря части информации о сигнале.

### 6.6. Измерение нелинейных искажений сигналов

Многие радиоэлектронные устройства (усилители, активные фильтры и пр.) применяют для линейного преобразования сигналов (увеличения или уменьшения уровня, изменения его спектральных характеристик и др). Однако эти устройства могут считаться линейными лишь приближенно, в определенном диапазоне амплитуд входного сигнала. Увеличение амплитуды выше этого диапазона приводит к искажениям формы сигнала на выходе устройства. Эти искажения называют *нелинейными*. Они вызывают ряд нежелательных явлений: ухудшают разборчивость речи в системах связи и качество музыкальных радиопередач, приводят к увеличению погрешностей измерительных приборов, создают помехи радио- и телеприему. Большинство усилительных устройств, содержащих активные элементы, а также элементы с ферритовыми сердечниками, можно отнести к системам со слабой нелинейностью (квазилинейные устройства).

Уменьшения нелинейных искажений (НИ) достигают правильным выбором режимов работы элементов радиоаппаратуры, использованием отрицательной обратной связи и схем компенсации нежелательных гармоник. Для контроля эффективности этих мер необходимо исследовать амплитудные характеристики радиоэлектронных устройств и дать количественную оценку нелинейных искажений.

*Амплитудной характеристикой (АХ)* устройства называют зависимость между мгновенными значениями выходного и входного напряжений в один и тот же момент времени. АХ линейного устройства представляет собой прямую линию, проходящую через начало координат, АХ квазилинейного устройства – кривую, имеющую линейный участок при малых значениях сигнала (рис. 6.18, а).

Согласно этому определению для измерения АХ необходимо, изменяя на входе уровень напряжения, измерять мгновенные значения на вы-

ходе. Форма напряжения при этом особой роли не играет – важно, чтобы на выходе линейные искажения этого сигнала (амплитудные и фазовые) были минимальными.

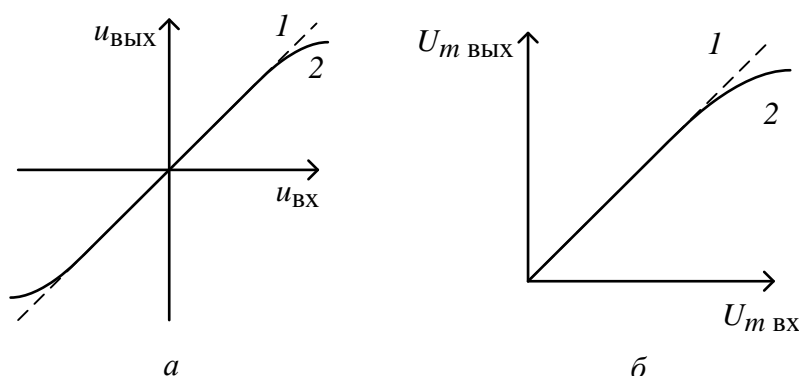


Рис. 6.18. Амплитудные характеристики: 1 – линейное устройство; 2 – квазилинейное устройство. Зависимости:

*a* – между мгновенными значениями; *б* – между амплитудами напряжений

Удобно проводить измерение АХ с использованием гармонического сигнала. Его частоту выбирают в рабочем диапазоне частот устройства, амплитуду меняют от нуля до максимального значения. Форму АХ получают измерением отношения выходной и входной амплитуд колебания. Изображение АХ на экране осциллографа получают с помощью измерительной установки, показанной на рис. 6.19, *a*.

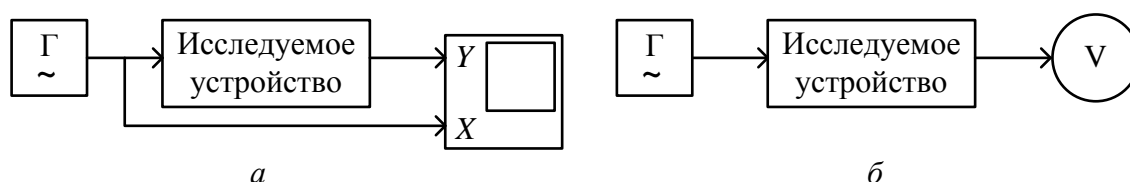


Рис. 6.19. Структурные схемы установок для снятия амплитудных характеристик: *a* – с помощью осциллографа; *б* – с помощью вольтметра

Генератор гармонических колебаний настраивают на частоту в пределах рабочей полосы исследуемого устройства. Напряжения  $u_{ВХ}$  и  $u_{ВЫХ}$  подают, соответственно, на входы *X* и *Y* осциллографа. Генератор линейной развертки отключают (используют режим *X-Y*). Тогда отклонение луча по оси *X* пропорционально мгновенным значениям  $u_{ВХ}$ , а по оси *Y* – мгновенным значениям  $u_{ВЫХ}$ . При отсутствии фазовых сдвигов в исследуемом устройстве на экране осциллографа появится изображение АХ. Для определения значений АХ в отдельных точках производят калибровку каналов *X* и *Y* по напряжению.

При наличии фазового сдвига в исследуемом устройстве на экране вместо линии АХ появляется фигура Лиссажу (эллипс). В этом случае ам-

плитудную характеристику проще измерить с помощью амплитудного вольтметра (рис. 6.19, б) как зависимость амплитуды напряжения на выходе исследуемого устройства от амплитуды гармонического напряжения на входе (рис. 6.18, б).

Амплитудная характеристика не дает полных сведений о характере нелинейных искажений в устройстве, но позволяет определить коэффициент передачи по напряжению, оценить степень отклонения АХ от линейной, установить допустимые пределы изменения амплитуды входного сигнала.

Для количественного измерения степени нелинейности обычно используют оценку искажений синусоидального сигнала, поданного на вход. *Гармонические НИ* появляются при подаче на вход нелинейного устройства гармонического напряжения. При этом спектр выходного напряжения наряду с колебанием основной частоты содержит высшие гармоники. *Интермодуляционные НИ* появляются при одновременном воздействии на вход нелинейного устройства гармонических напряжений с разными частотами. Эти НИ связаны с образованием комбинационных частот в спектре выходного напряжения.

Гармонические НИ характеризуются *коэффициентом гармоник*:

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}, \quad (6.3)$$

где  $U_1, U_2, U_3, \dots, U_n$  – среднеквадратические значения соответствующих гармоник на выходе исследуемого устройства.

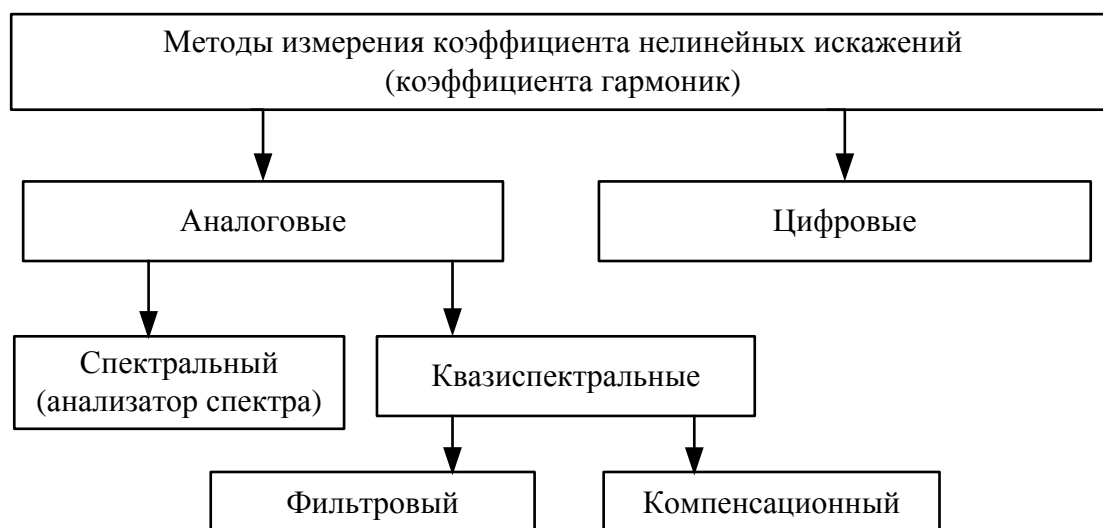


Рис. 6.20. Классификация методов измерения нелинейных искажений

Основные методы измерения коэффициента гармоник представлены на рис. 6.20. Они делятся на цифровые (вычислительные) и аналоговые.

Последние включают в себя использование анализатора спектра (последовательного или параллельного), фильтровый и компенсационный методы прямого измерения  $K_T$ . Фильтровый метод основан на подавлении основной гармоники сигнала с помощью режекторного фильтра, компенсационный – на вычитании из полного сигнала противофазного колебания первой гармоники.

Коэффициент гармоник можно оценить, определив амплитуды гармоник с помощью анализатора спектра. Тогда  $K_T$  рассчитывают по формуле (6.3). Этот метод используют в основном на высоких частотах. В диапазоне низких частот его применять сложнее из-за ограниченной разрешающей способности анализаторов спектра.

На низких частотах для измерения нелинейности устройств используют специализированные приборы, называемые *измерителями нелинейных искажений* (ИНИ). Упрощенная структурная схема ИНИ приведена на рис. 6.21.

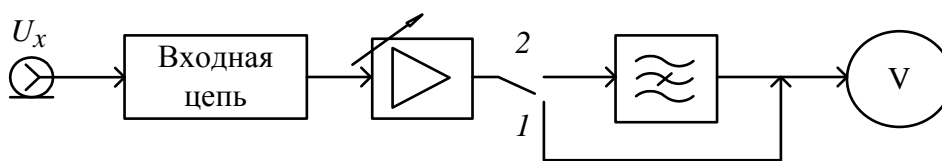


Рис. 6.21. Структурная схема измерителя нелинейных искажений:  
1 – калибровка; 2 – измерение

Прибор использует фильтровый метод измерения, основанный, как уже указывалось, на подавлении первой гармоники и измерении среднеквадратического значения совокупности высших гармоник искаженного сигнала. ИНИ состоит из входной цепи, которая включает разделительный конденсатор и аттенюатор; широкополосного усилителя с регулируемым коэффициентом усиления; узкополосного режекторного фильтра, предназначенного для подавления первой гармоники сигнала, и электронного вольтметра среднеквадратических значений.

Измерение нелинейности производят следующим образом. На вход ИНИ подают исследуемый сигнал. Проводят калибровку вольтметра, для чего фиксируют среднеквадратическое значение полного входного сигнала. Регулировкой коэффициента усиления добиваются показаний вольтметра, принимаемых за 100 %. Затем подключают режекторный фильтр и настраивают его на подавление первой гармоники сигнала. Настройку контролируют по минимальному показанию вольтметра. При точной настройке

ке на вольтметр поступает сумма напряжений только высших гармоник. Благодаря произведенной ранее калибровке показания вольтметра равны отношению суммарного среднеквадратического напряжения высших гармоник к среднеквадратическому напряжению полного сигнала:

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

Это выражение называют *коэффициентом нелинейных искажений* (КНИ). КНИ связан с коэффициентом гармоник простым соотношением:

$$\text{КНИ} = \frac{K_{\Gamma}}{\sqrt{1 - (K_{\Gamma})^2}}.$$

При малых искажениях эти коэффициенты практически совпадают. Шкалу вольтметра градуируют в значениях  $K_{\Gamma}$  или КНИ.

Автоматизированные измерители нелинейных искажений позволяют измерить частоту входного сигнала и автоматически настроить режекторный фильтр на эту частоту. Есть модели измерителя, в которых коэффициент гармоник определяют с помощью двух фильтров: полосно-заграждающего (режекторного) и полосно-пропускающего. Эти фильтры перестраиваются синхронно и настраиваются на частоту входного сигнала с высокой точностью. Сигналы с выходов фильтров после детектирования подают на измеритель отношений, на выходе которого получают напряжение, равное коэффициенту гармоник.

*Цифровые методы* измерения КНИ основаны на аналого-цифровом преобразовании формы входного сигнала и последующей числовой обработке его отсчетов. Используют алгоритм дискретного преобразования Фурье или его модификацию.

Приведем один из вариантов алгоритма обработки выборки сигнала  $N$ , позволяющий сократить количество вычислительных операций для получения  $K_{\Gamma}$ . На первом этапе рассчитываются: среднеквадратическое (действующее) значение входного сигнала:

$$U = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} U_i^2},$$

$$\text{постоянная составляющая (среднее значение) сигнала: } U_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} U_i.$$

ское значение первой гармоники сигнала рассчитывают по формуле дискретного преобразования Фурье:

$$U_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\left[ \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} U_i \cos\left(\frac{2\pi i}{N}\right) \right]^2 + \left[ \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} U_i \sin\left(\frac{2\pi i}{N}\right) \right]^2}.$$

Формулу (6.3) для  $K_\Gamma$  можно переписать в следующем виде:

$$K_\Gamma = \sqrt{(U^2 - U_0^2 - U_1^2)} / U_1.$$

Тогда окончательная формула расчета  $K_\Gamma$  с учетом приведенных соотношений выглядит следующим образом:

$$K_\Gamma = \left( \frac{N \left[ \sum_{i=0}^{N-1} U_i^2 \right] - \left[ \sum_{i=0}^{N-1} U_i \right]^2}{2 \left[ \left[ \sum_{i=0}^{N-1} U_i \cos\left(\frac{2\pi i}{N}\right) \right]^2 + \left[ \sum_{i=0}^{N-1} U_i \sin\left(\frac{2\pi i}{N}\right) \right]^2 \right]} - 1 \right)^{\frac{1}{2}}.$$

Цифровой метод для своей реализации требует АЦП с большой разрядностью (малыми шумами квантования) и высокой линейностью характеристики преобразования.

## 7. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МОДУЛИРОВАННЫХ РАДИОСИГНАЛОВ

### 7.1. Классификация методов и средств исследования модулированных радиосигналов

В радиотехнике *модулированным радиосигналом* называют сигнал вида

$$u(t) = U(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) = U(t) \cos(\Phi(t)),$$

где  $U(t)$  – закон изменения амплитуды;  $f_0$  – несущая частота;  $\varphi(t)$  – закон изменения начальной фазы;  $\Phi(t)$  – полная фаза. Скорость изменения полной фазы принято называть мгновенной частотой радиосигнала:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi}{dt} = f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt}.$$

Скорости изменения амплитуды и начальной фазы у радиосигнала малы по сравнению со скоростью изменения полной фазы. Его спектр при этом узок и сосредоточен вблизи несущей частоты. Различают *амплитудную* (АМ), *частотную* (ЧМ) и *фазовую* (ФМ) модуляции. Последние два типа модуляции являются частными случаями угловой модуляции. При амплитудной модуляции начальная фаза постоянна, меняется только амплитуда сигнала. Параметром АМ выступает коэффициент амплитудной модуляции  $m$ , который обычно измеряют при гармоническом законе изменения амплитуды:

$$U(t) = U_m(1 + m \cos(2\pi Ft + \theta)) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0).$$

При частотной и фазовой модуляциях во времени меняется мгновенная частота или начальная фаза. Параметром для гармонического закона частотной модуляции является *девиация частоты*  $\Delta f_m$ , которая определяет максимальное отклонение мгновенной частоты от несущей:

$$f(t) = f_0 + \Delta f_m \cos(2\pi Ft + \theta).$$

Параметр фазовой модуляции – ее *индекс*  $\beta$  (*девиация фазы*) – определяет максимальное отклонение начальной фазы и выражается в радианах:

$$\Phi(t) = f_0 t + \beta \cos(2\pi Ft + \theta).$$

Для гармонического закона угловой модуляции (ЧМ) индекс и девиация связаны между собой частотой модулирующего сигнала  $F$ :  $\beta = \Delta f_m / F$ . Поэтому измерение девиации частоты и индекса модуляции обычно производят одним и тем же способом.

Рассмотрим классификацию измерительных задач, возникающих при исследовании радиосигналов (рис. 7.1). Уровень сигнала на ВЧ и СВЧ чаще выражают не напряжением, а мощностью, которую измеряют с помощью широкополосных ваттметров (приборы подгруппы М). Измерение частоты несущей радиосигнала производят электронно-счетными частотомерами (вид Ч3), на СВЧ иногда используют резонансные (вид Ч2). Начальную фазу радиосигнала определяют измерением фазового сдвига между исследуемым и опорным сигналами. Для этого используют фазометры (виды Ф2, ФК2). Параметры модуляции – коэффициент модуляции, девиацию и индекс модуляции – измеряют специализированными приборами: для АМ – модулометрами (вид С2), для ЧМ и ФМ – девиомерами (вид С3), а также комбинированными измерителями модуляции (вид СК3).

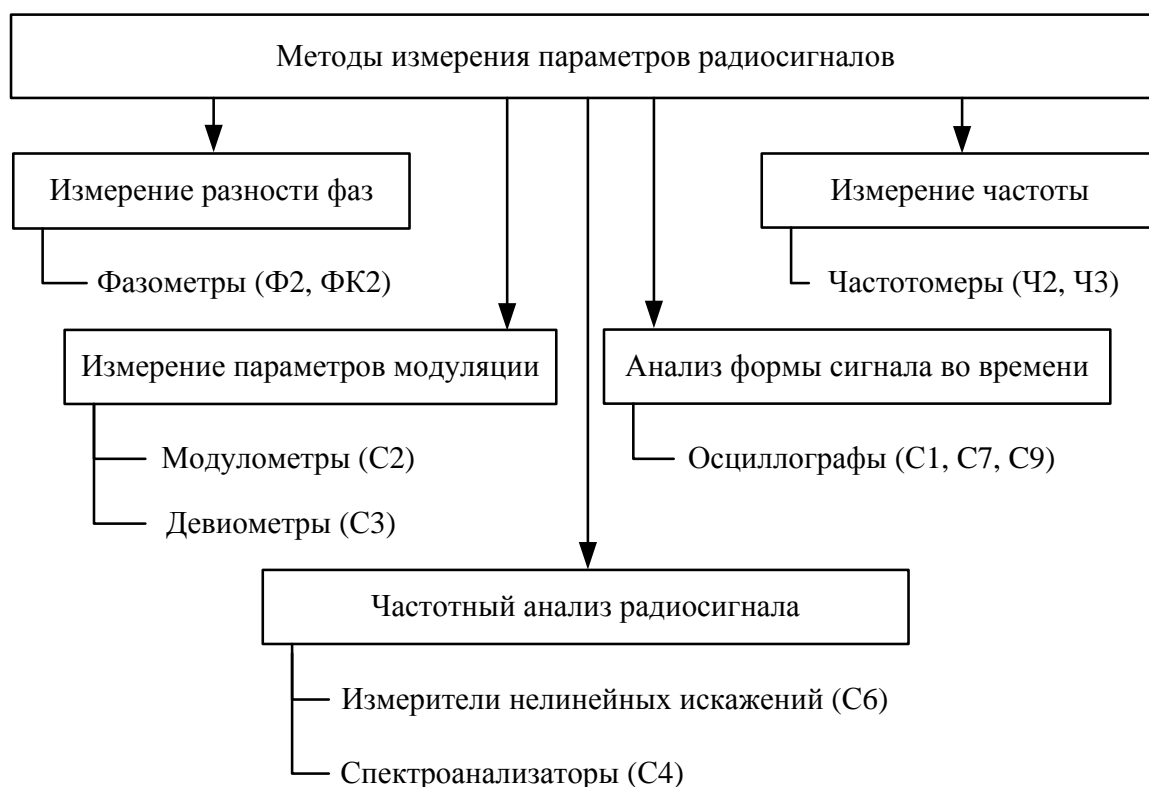


Рис. 7.1. Классификация методов и средств измерения параметров радиосигналов

Исследование временной зависимости радиосигналов производят рассмотренными ранее аналоговыми и цифровыми осциллографами. Информацию о частотных свойствах сигнала получают с помощью спектроанализаторов (вид С4). Степень искажения гармонических сигналов оценивают измерителем коэффициента нелинейных искажений (вид С6).

В данной главе рассмотрены методы и средства, позволяющие решать задачи измерения параметров модуляции.



## 7.2. Измерение параметров модуляции с помощью осциллографа и анализатора спектра

Осциллографический способ определения коэффициента амплитудной модуляции заключается в измерении размеров осциллограммы сигнала (рис. 7.2). Измеряют минимальный ( $B$ ) и максимальный ( $A$ ) размеры сигнала по оси  $Y$  в делениях шкалы. Затем коэффициент модуляции, %, рассчитывается по соотношению:

$$m = \frac{A - B}{A + B} 100.$$

Точность метода невелика. Она ограничена дискретностью шкалы, шириной линии луча, нелинейностью коэффициента отклонения осциллографа.

Спектральный метод определения коэффициента модуляции АМ-сигнала и девиации частоты ЧМ-сигнала основан на анализе спектрограммы сигнала. При модуляции амплитуды гармоническим сигналом спектр представляет собой три гармоники, причем отношение амплитуд боковых составляющих  $B$  к амплитуде несущей  $A$  равно половине коэффициента модуляции, %:

$$m = \frac{2B}{A} 100.$$

Сложность измерения заключается в недостаточной разрешающей способности АС для малых частот модуляции. В этих случаях используют узкие полосы пропускания и ручной режим перестройки, а также цифровые спектроанализаторы с большой разрешающей способностью.

Девиацию частоты  $\Delta f_m$  и индекс ЧМ  $\beta$  можно измерить с помощью АС следующим образом. ЧМ-сигнал с частотой гармонической модуляции  $F$  может быть представлен в виде суммы гармоник:

$$u(t) = U_m \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos(2\pi(f_{ПЧ} + nF)t),$$

где  $J_n$  – функция Бесселя первого рода  $n$ -го порядка. Метод измерения индекса модуляции основан на соотношении

$$U_m J_n(\beta_{n0}) = 0.$$

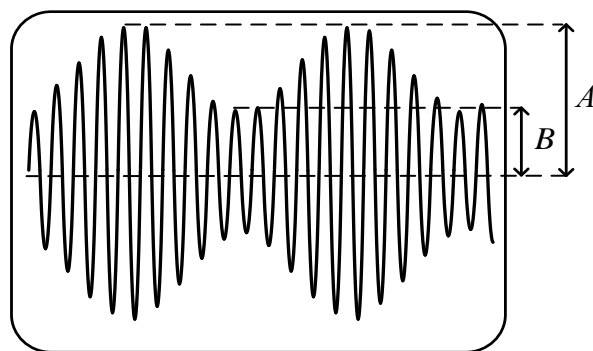


Рис. 7.2. Изображение АМ-сигнала

Амплитуда  $n$ -й гармоники обращается в нуль при индексе модуляции  $\beta_{n0} = \Delta f_m / F$ , откуда, измерив частоту модуляции и зная корни функций Бесселя, можно рассчитать искомую девиацию частоты.

Наблюдая на АС спектр исследуемого сигнала, регулировкой частоты модуляции добиваются нулевой амплитуды выбранной гармоники. Амплитуда  $n$ -й гармоники обращается в нуль при индексе модуляции  $\beta_{n0} = \Delta f_m / F$ , откуда, измерив частоту модуляции и зная корни функций Бесселя, можно рассчитать искомую девиацию частоты. Чаще всего используют нулевую или несколько первых гармоник, для которых корни функций Бесселя:  $\beta_{00} = 2.4048$ ,  $\beta_{10} = 5.5210$ ,  $\beta_{20} = 8.6537$ ,  $\beta_{30} = 11.7915$ .

Данный метод пригоден для точных измерений девиации частоты радиопередатчиков и модуляторов ЧМ, в которых есть возможность плавной регулировки частоты модуляции. Более высокую точность в широком диапазоне значений измеряемых величин позволяют обеспечить модулометры и девиометры.

### 7.3. Модулометры и девиометры

Данные приборы представляют собой измерительные приемники с преобразованием несущей частоты входного сигнала в промежуточную, на которой проводится демодуляция сигнала. В результате получают НЧ-сигнал, соответствующий закону модуляции. Измерение его амплитуды позволяет определить искомый параметр модуляции.

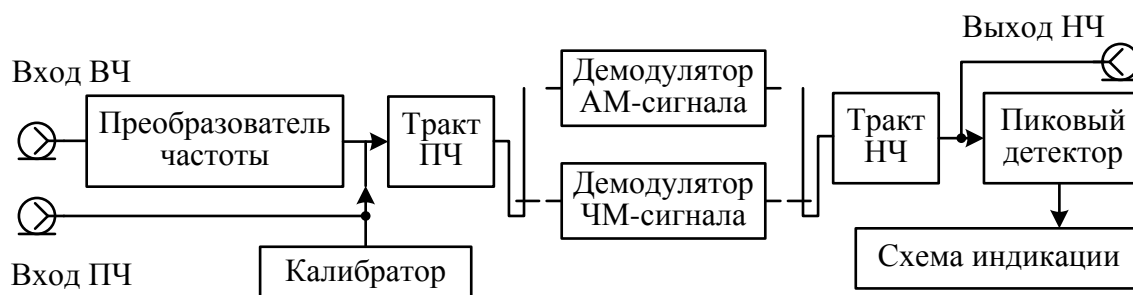


Рис. 7.3. Структурная схема модулометра

На рис. 7.3 приведена структурная схема супергетеродинного измерителя параметров модуляции. Он представляет собой комбинированный прибор для измерения как коэффициента АМ (модулометр), так и девиации частоты ЧМ (девиометр). В режиме модулометра усиленный сигнал ПЧ подают на демодулятор АМ-сигнала – детектор огибающей. Для высокой точности измерений детектор должен иметь малые шумы и хорошую линейность характеристики преобразования. Полученный сигнал после

усиления попадает на пиковый детектор, который измеряет его амплитуду. Отношение амплитуды НЧ-сигнала к амплитуде несущей и есть коэффициент модуляции. При калибровке прибора в тракт ПЧ подают образцовый сигнал со 100 %-й модуляцией. По этому сигналу, регулируя коэффициент передачи НЧ-тракта, калибруют индикатор по максимальным показаниям.

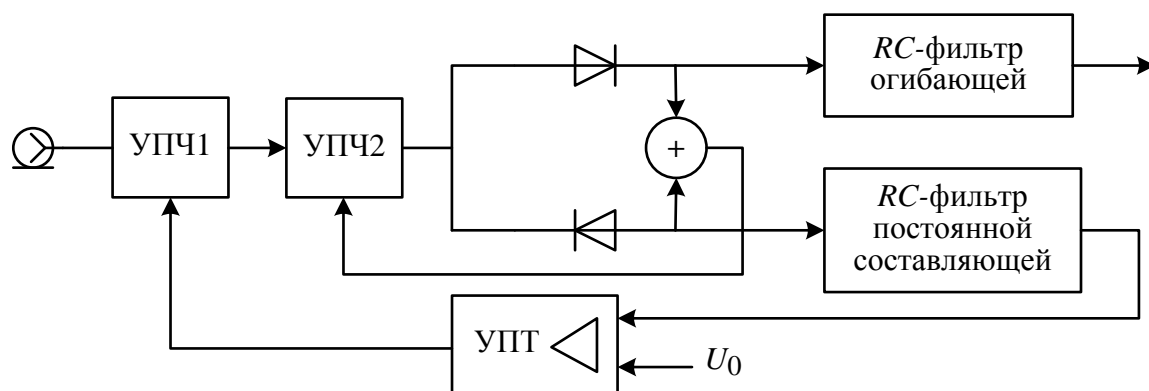


Рис. 7.4. Демодулятор АМ с ООС

Качество демодуляции определяет итоговую точность прибора, поэтому при его реализации используют схемы стабилизации амплитуды и отрицательную обратную связь. На рис. 7.4 представлен вариант демодулятора АМ с высокой линейностью. Он содержит два диодных выпрямителя с противоположной полярностью включения диодов. Выходные сигналы складываются, образуя полный АМ-сигнал, используемый в цепи ООС. Обратная связь снижает искажения, вносимые диодами при демодуляции сигнала. Положительная полуволна подается на сглаживающий фильтр огибающей, откуда сигнал поступает в НЧ-тракт прибора. Отрицательная полуволна сглаживается до постоянного напряжения, дающего информацию об уровне несущей сигнала ПЧ. Это напряжение управляет коэффициентом передачи УПЧ1 (система автоматической регулировки усиления), что позволяет стабилизировать уровень несущей на входе диодов, снизить искажения демодуляции и откалибровать прибор по амплитуде сигнала.

Для измерения параметров ЧМ в качестве демодулятора применяют частотный детектор. На рис. 7.5, а представлен счетный частотный детектор, основанный на преобразовании ЧМ в частотно-импульсную модуляцию последовательности прямоугольных импульсов. Входной триггер Шмидта преобразует синусоидальный сигнал в прямоугольный (меандр) с сохранением закона изменения частоты (периода). Дифференцируя и выделяя только положительные импульсы, получают последовательность кратковременных импульсов с модуляцией по частоте (рис. 7.5, б). Эти

импульсы подают на генератор одиночного импульса (одновибратор). На выходе устройства получается последовательность одинаковых прямоугольных импульсов длительностью  $\tau_{и}$  с амплитудой  $U_m$ . Сглаживающим фильтром НЧ выделяют закон модуляции частоты (рис. 7.5, б). Достоинствами счетного детектора являются малая погрешность измерения девиации частоты (2–3 %) в диапазоне измерения  $\Delta f < 1$  МГц, высокая линейность преобразования. К недостаткам относится невысокая помехоустойчивость (сильное влияние импульсных помех на результат демодуляции).

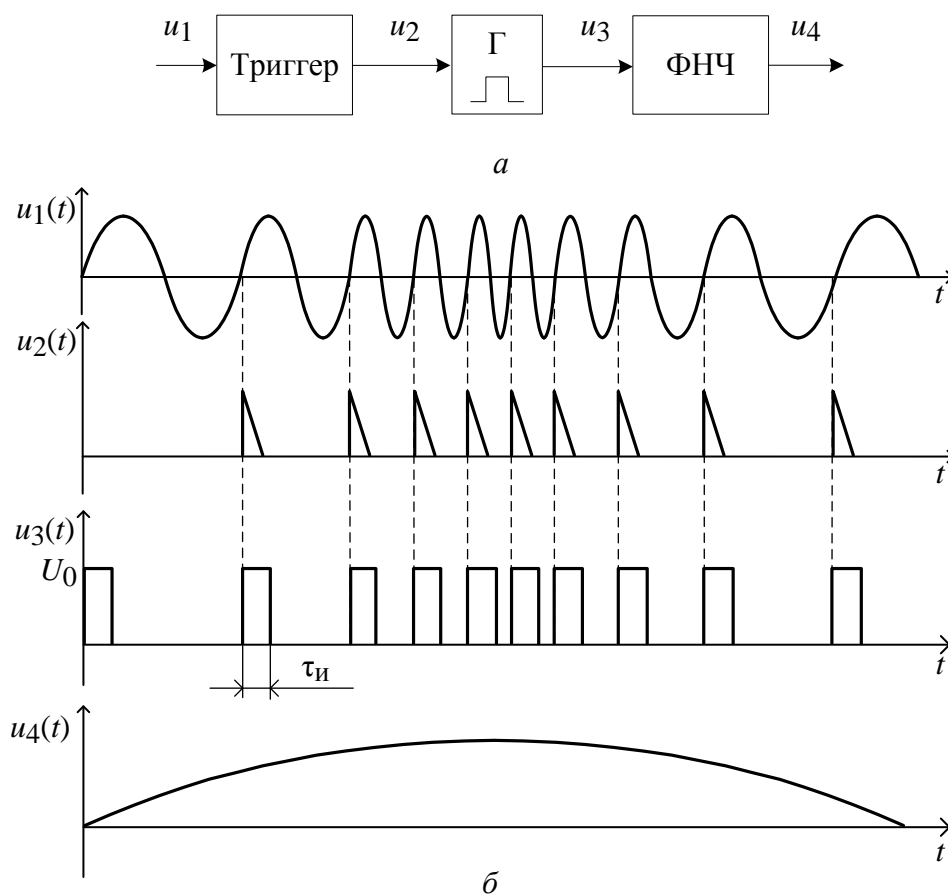


Рис. 7.5. Счетный ЧМ-детектор:  
 а – структурная схема; б – осциллограммы сигналов

Для измерений в условиях помех используют частотные детекторы с линией задержки. Упрощенная структура такого демодулятора представлена на рис. 7.6, а. Он содержит устройство задержки с линейной фазо-частотной характеристикой (ФЧХ) для преобразования закона изменения частоты в закон изменения начальной фазы сигнала. В качестве устройства задержки можно использовать колебательный контур, настроенный на промежуточную частоту. Наклон ФЧХ и, соответственно, время задержки  $\tau_3$  задают выбором добротности контура. Далее ЧМ-сигнал подают на ба-

лансный фазовый детектор. Он выделяет НЧ-сигнал, функционально связанный с законом изменения фазы, а следовательно, и частоты (рис. 7.6, б):

$$U_{\text{ВЫХ}} \equiv \cos(\Delta\varphi) = \cos(\omega\tau_3).$$

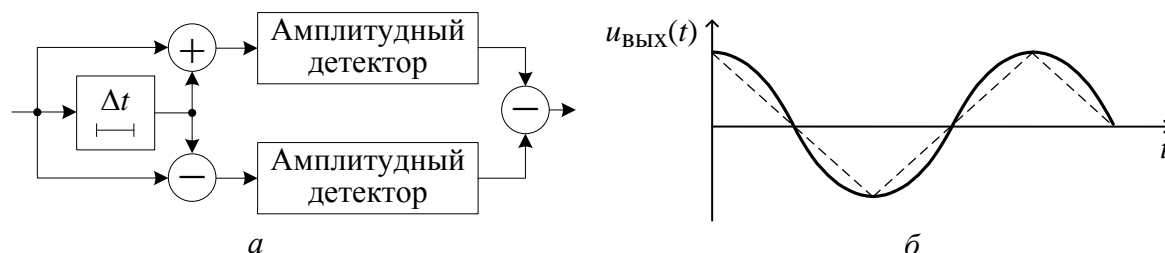


Рис. 7.6. ЧМ-детектор с линией задержки:  
а – структурная схема; б – осциллограмма напряжения на выходе

Если выбрать время задержки на промежуточной частоте  $\omega_{\text{УПЧ}}$  из соотношения  $\tau_3\omega_{\text{УПЧ}} = \frac{\pi}{4} + (2n + 1)\pi$ , где  $n = 0, 1, 2, \dots$ , то частотный детектор будет работать на участке характеристики, близкой к линейной. Такие детекторы чувствительны к паразитной АМ входного сигнала, поэтому перед детектором необходимо предусмотреть амплитудный ограничитель для стабилизации уровня сигнала. Эти детекторы просты по конструкции и мало чувствительны к шумам и помехам во входном сигнале. Однако они имеют небольшой диапазон измерения девиации частоты и невысокую точность.

#### 7.4. Измерение параметров векторной модуляции

В настоящее время аналоговая модуляция во многих случаях уступает место цифровой, где сигнал несущей частоты модулируется не аналоговым информационным сигналом, а цифровой битовой последовательностью.

В процессе цифровой модуляции могут изменяться как амплитуда, так и фаза и частота колебаний. Это обеспечивает максимальный объем передаваемой информации. Декодировать такой сигнал и измерить его параметры (например, с помощью амплитудного и фазового детекторов) сложно. На практике сигнал с цифровой модуляцией описывают с помощью полярных координат, образованных парой ортогональных векторов гармонических напряжений: синфазного с

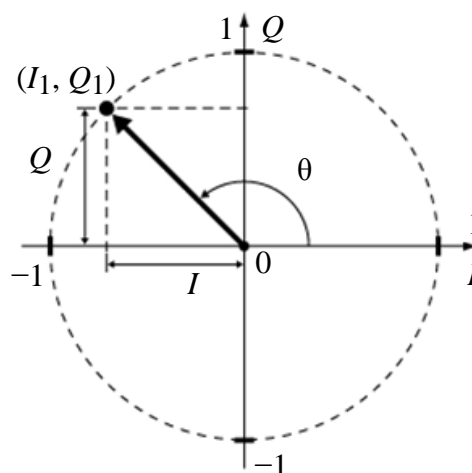


Рис. 7.7. Диаграмма состояний векторной модуляции

несущим колебанием  $I$  и сдвинутого на  $90^\circ$   $Q$ . Такое представление позволяет рассматривать любую точку в полярных координатах в виде набора координат напряжений ( $I, Q$ ) либо в виде вектора, определяемого амплитудой и фазой (рис. 7.7).

Описанная таким образом модуляция называется векторной, а полярные координаты – диаграммой состояний. При этом погрешность векторной модуляции сигнала определяется положением точки, соответствующей заданной модуляции, по отношению к идеальной. Для цифровой векторной модуляции наиболее распространенной величиной, описывающей погрешность модуляции, является модуль вектора ошибки *error vector magnitude* (EVM), определяемый по формуле:

$$\mathbf{EVM} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^M |\mathbf{V}_k - \mathbf{R}_k|^2}{\sum_{k=1}^M |\mathbf{R}_k|^2}},$$

где  $\mathbf{R}_k$  – вектор напряжений на диаграмме состояний, соответствующий «идеальному» опорному положению  $k$ -го символа из выборки длиной  $M$ ;  $\mathbf{V}_k$  – вектор, соответствующий измеренному положению  $k$ -го символа.

Для измерения параметров цифровой модуляции используются векторные генераторы ВЧ, векторные анализаторы спектра ВЧ, цифровые осциллографы и платы аналого-цифрового преобразования. Приведем алгоритм измерений параметров векторной модуляции на примере векторных анализаторов спектра. Сигнал, поступающий на вход АС, переносится с помощью встроенного гетеродина на промежуточную частоту. Сигнал промежуточной частоты оцифровывается во временной области с помощью АЦП. Цифровые отсчеты сигнала с помощью специализированного программного обеспечения обрабатываются (программа «цифрового квадратурного модулятора»); полученные результаты выводятся в виде раскодированных битов, частотного спектра, временных зависимостей демодулированных напряжений  $I$  и  $Q$ , модуля векторной ошибки и т. д. (рис 7.8).

Погрешность измерения зависит от параметров использованных устройств и программ:

- анализатор спектра – собственные тепловые шумы, фазовые шумы гетеродина, нелинейность смесителя, гармонические и негармонические

искажения, нелинейность АЧХ и ФЧХ тракта ПЧ, погрешность установки частоты гетеродина;

- АЦП – его нелинейность, погрешность квантования, погрешность частоты дискретизации;
- алгоритм обработки сигнала – недостаточная частота дискретизации для обработки требуемой полосы частот, разрывность по фазе между пакетами информации, собранной в разное время, неправильное определение используемых фильтров и скорости передачи информации (частоты модулирующего колебания).

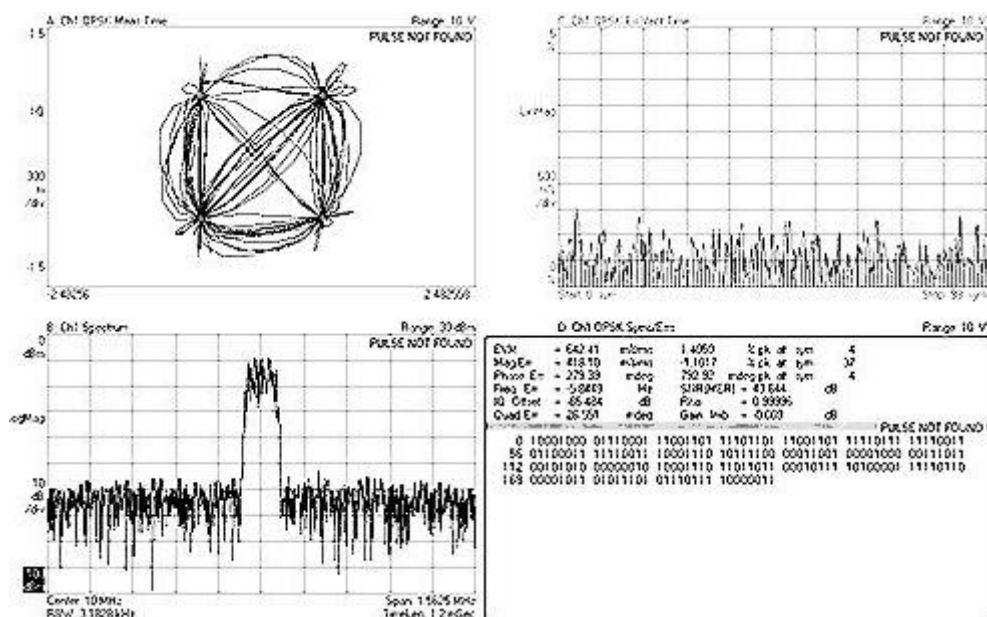


Рис. 7.8. Результаты измерения сигнала с квадратурной фазовой манипуляцией

Погрешности измерения EVM для векторных анализаторов спектра, выпускаемых в настоящее время, ограничены снизу значением 0.3...0.5 %. При возрастании частоты несущей, скорости модуляции (полосы модуляции) или усложнении схемы модуляции погрешность измерения будет существенно возрастать.

## 8. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ И ВРЕМЕННЫХ ИНТЕРВАЛОВ

### 8.1. Классификация методов измерения частоты. Аналоговые методы

Частота радиосигнала – важный параметр, который требуется измерять с высокой точностью. Реальный источник сигнала характеризуется временной зависимостью ухода мгновенной частоты  $f(t)$  от номинального значения (рис. 8.1).

Различают несколько измерительных задач: определение средней частоты сигнала, измерение нестабильности частоты (долговременной и кратковременной), измерение частоты заполнения радиоимпульсов и др. Изменение частоты можно представить в виде совокупности медленного

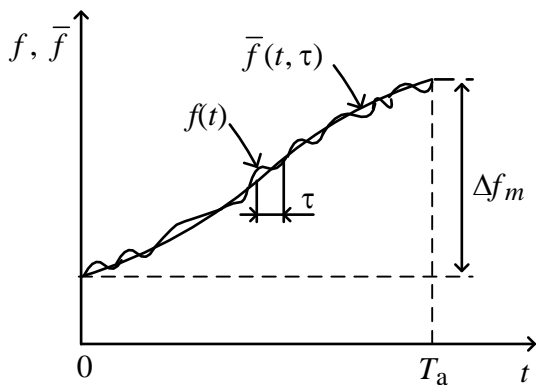


Рис. 8.1. Характер изменения мгновенной частоты сигнала

ухода частоты (девиация частоты  $\Delta f$ ) за выбранное заранее время  $T$  (долговременная нестабильность) и быстрых флуктуаций частоты в течение малого времени  $\tau$  (кратковременная нестабильность).

Измерение частоты осуществляется за определенное время  $T_{\text{изм}}$ , поэтому его результатом является сред-

нее за это время значение  $\bar{f}$ . Долговременная нестабильность является функцией абсолютного времени  $t$  и длительности интервала наблюдения  $T_a$ . Рекомендованы определенные соотношения между  $T_a$  и  $T_{\text{изм}}$  (например, 1 сут – 1 ч, 100 с – 1 с и пр.). При измерении долговременной нестабильности приходится фиксировать зависимость частоты в течение длительного интервала времени (час, сутки, неделя, месяц). В этом случае требуются стабильные параметры самого измерительного прибора.

При определении кратковременной нестабильности частоты измеряют отклонение мгновенной частоты от среднего значения за небольшой интервал времени  $\tau$ . В этом случае требуется малое время  $T_{\text{изм}}$ , для чего часто используют измерение периода с последующим пересчетом в частоту. Таким образом, с измерением частоты оказываются тесно связаны методы измерения временных интервалов (периода, интервалов времени между импульсами, длительности импульсов и пр.).



Практически все методы измерения частоты являются методами сравнения с эталоном частоты (мерой). В частотно-временных измерениях используют группу государственных стандартов частоты – высокоточных мер частоты и времени. Это рубидиевый, цезиевый и водородный стандарты частоты со средней нестабильностью частоты за год до  $5 \cdot 10^{-14}$ . Привязку рабочих средств измерений к ним осуществляют при помощи измерительных приемников сигналов эталонных частот (приборы вида Ч1), компараторов и преобразователей частот, передаваемых радиостанциями Государственной службы частот и времени по обычным радиоканалам и кабельным линиям (вид Ч7). Эти приемники работают на коротких волнах в полосе частот 2496...30 004 кГц с дискретом 4 кГц, в диапазоне сверхдлинных волн (с частотами в пределах 10...29.9 кГц с дискретностью 100 Гц; 66.6, 100 и 200 кГц), а также на радиовещательных частотах, на которых передают сигналы точного времени. Эти приборы обеспечивают точность сличения частот не хуже  $10^{-9} \dots 10^{-11}$ .

Кварцевые генераторы высокой стабильности являются мерами образцовых частот при проведении рабочих и образцовых измерений. Стабилизация частоты таких генераторов основана на использовании пьезоэлектрического эффекта в кристаллах кварца, помещенных в электрическое поле. Механические колебания в кристалле обеспечивают резонанс на частоте, определяемой размерами и геометрией кварцевой пластинки. Кварцевый резонатор включают в качестве частото задающего элемента автогенератора. Добротность такого резонатора велика, что обеспечивает высокую стабильность частоты генератора. Долговременная нестабильность частоты определяется старением кварцевого резонатора и изменением его параметров под воздействием температуры, влажности, вибраций. Для ее уменьшения используют герметизацию кварца и помещение его в термостат. Это обеспечивает относительный уход частоты до  $10^{-8}$  за сутки и до  $5 \cdot 10^{-7}$  за год эксплуатации. Кратковременная нестабильность таких генераторов обусловлена тепловыми шумами кварцевого резонатора, дробовым шумом полупроводниковых элементов схемы. Влияют также флуктуации питающего напряжения и механические вибрации прибора. Типичные значения кратковременной нестабильности частоты порядка  $10^{-10}$  за время усреднения 1 с и  $10^{-9}$  при усреднении в течение часа.

Кварцевые меры частоты требуют продолжительного времени входа в режим, что надо учитывать при планировании измерений. Например, термостат электронно-счетных частотомеров включается на прогрев сразу при подключении прибора к питающей сети (до включения прибора).

Наиболее часто используют кварцевые резонаторы с собственной частотой порядка нескольких мегагерц ( типовые значения 0.1, 1 и 5 МГц). При этом обеспечиваются наилучшие характеристики при небольших размерах кварцевой пластинки. Для получения более высоких эталонных частот применяют умножение частоты кварцевого генератора. Используют также возбуждение кварца на его высших гармониках (со 2-й до 9-й), на которых добротность кварца больше.

Методы измерения частоты можно разделить на аналоговые и цифровые. К аналоговым методам относят осциллографический и гетеродинный способы сравнения частот, резонансный метод. Цифровой метод *дискретного счета* используется в электронно-счетных частотомерах.





















$f_x/f_y$	$0^\circ$	$45^\circ$	$90^\circ$	$135^\circ$	$180^\circ$
1/1					
1/2					
1/3					
2/3					

Рис. 8.2. Фигуры Лиссажу при разных соотношениях частот

В аналоговых методах используют сравнение измеряемой частоты и с частотой образцового генератора с плавной перестройкой. Точность этого метода зависит от погрешности установки частоты образцового генератора и точности устройства сравнения частот. Рассмотрим *осциллографический* метод сравнения частот (метод фигур Лиссажу). Сигнал неизвестной частоты подают на вход  $Y$  осциллографа, сигнал образцовой частоты – на вход  $X$ . Осциллограф переводят в режим  $X-Y$  (развертка отключена). При произвольном соотношении частот луч будет двигаться по хаотически распо-

женным траекториям, вписанным в прямоугольник. Далее регулируют размеры изображения по осям так, чтобы на экране образовался квадрат.

Подстраивая частоту образцового генератора, добиваются неподвижности изображения. В случае кратного соотношения частот на экране получается устойчивая фигура Лиссажу (рис. 8.2). По ее виду определяют соотношение частот и, зная частоту генератора, рассчитывают искомый результат.

Фигура неподвижна при точном дробно-кратном соотношении частот. За счет нестабильности одной из частот это соотношение может быть нарушено. Фигура при этом начнет вращаться. Частота вращения будет равна абсолютной разности частот. Точность сравнения частоты данным методом весьма высока и составляет единицы герц. Однако при большой разнице частот (десятки герц и выше) фигура визуально уже не наблюдается. Это ограничивает использование метода фигур Лиссажу на высоких частотах.

Осциллографический метод может быть использован и для измерения частоты импульсных сигналов. При этом подбором частоты образцового синусоидального сигнала добиваются устойчивого изображения сигнала на экране. Неподвижность картинки свидетельствует о кратности частот входного и образцового сигналов.

На высоких частотах применяют *гетеродинный* метод сравнения частот. В нем используется плавно перестраиваемый ВЧ-гетеродин образцовой частоты и смеситель (рис. 8.3).

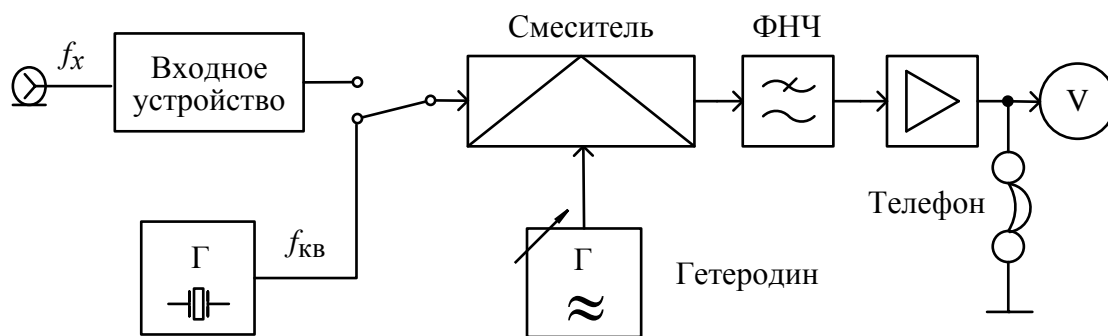


Рис. 8.3. Гетеродинный частотомер

Исследуемый сигнал подают на смеситель для сравнения неизвестной и образцовой частот. На его выходе ставят узкополосный фильтр НЧ и усилитель с магнитоэлектрическим прибором – индикатором нулевых биений. Если разность образцовой и измеряемой частот близка к нулю, она попадает в полосу пропускания фильтра. На индикаторе виден результат биений двух близких частот, в электромагнитных телефонах слышен

тон разностной частоты. При точном совпадении частот получаем нулевые биения (сигнал с нулевой частотой). Совпадение контролируется по индикатору с высокой точностью (до долей герц).

Для расширения частотного диапазона прибора используют не одну, а несколько гармоник гетеродина. Меняя частоту гетеродина, добиваются совпадения частоты одной из его гармоник с измеряемой частотой. Результат измерения отсчитывают по шкале гетеродина с учетом номера используемой гармоники. Погрешность метода определяется в основном погрешностью градуировки гетеродина. Непосредственно перед измерениями ее корректируют с помощью дополнительного кварцевого калибратора. Он представляет собой генератор, вырабатывающий сетку гармоник с кратными частотами. Подавая сигнал калибратора на вход и настраивая гетеродин на частоту одной из его гармоник, подстройкой гетеродина добиваются совпадения частот.

Гетеродинные частотомеры (вид Ч4) обладают удовлетворительной точностью (погрешность в пределах  $10^{-3} \dots 10^{-5}$ ), высокой чувствительностью, широким диапазоном измерения (сотни мегагерц). Однако они сложны в эксплуатации и в настоящее время вытеснены цифровыми электронно-счетными частотомерами.

В диапазоне СВЧ нашел применение *резонансный метод* измерения частоты. Он заключается в сравнении измеряемой частоты  $f_x$  с собственной частотой колебаний  $f_{рез}$  высокодобротного образцового резонатора. Резонатор делается перестраиваемым по частоте  $f_{рез}$  с помощью прецизионного механизма. Предварительно проводят калибровку резонатора. Шкала механизма перестройки градуируется в единицах резонансной частоты.

Такие приборы обладают достаточной чувствительностью и применяются для измерений в СВЧ-диапазоне вплоть до 50 ГГц. Они не требуют питания, компактны и используются в основном, как встраиваемые частотомеры генераторов СВЧ. К их недостаткам относят высокую трудоемкость метода, сложность изготовления резонатора.

## **8.2. Цифровые методы измерения частоты и периода**

Для измерения частоты и периода цифровым способом используют, как указывалось ранее, метод дискретного счета. Применительно к измерению частоты он заключается в подсчете за известный (образцовый) интервал времени  $T_{сч}$  (*время счета*) количества импульсов  $N$ , сформирован-

ных из входного сигнала. Тогда измеряемую частоту  $f_x$  (точнее, ее среднее значение за время  $T_{сч}$ ) определяют по формуле:

$$f_x \approx N/T_{сч}.$$

Метод дискретного счета является разновидностью метода сравнения. Результат показывает, во сколько раз неизвестная частота больше образцовой (опорной). Напомним, что приборы, основанные на методе дискретного счета, называют ЭСЧ (*electronic counters*). Современные ЭСЧ – это многофункциональные приборы для измерения частотно-временных параметров сигналов (частоты, периода, числа импульсов, временных интервалов, отношения частот и пр.). ЭСЧ различаются количеством измеряемых параметров, диапазоном и точностью измерений. Микропроцессорные вычислительные частотомеры имеют расширенные функциональные возможности, повышенную точность измерения, высокий уровень автоматизации и ориентированы на использование в измерительных системах. Упрощенная структурная схема ЭСЧ в режиме измерения частоты представлена на рис. 8.4.

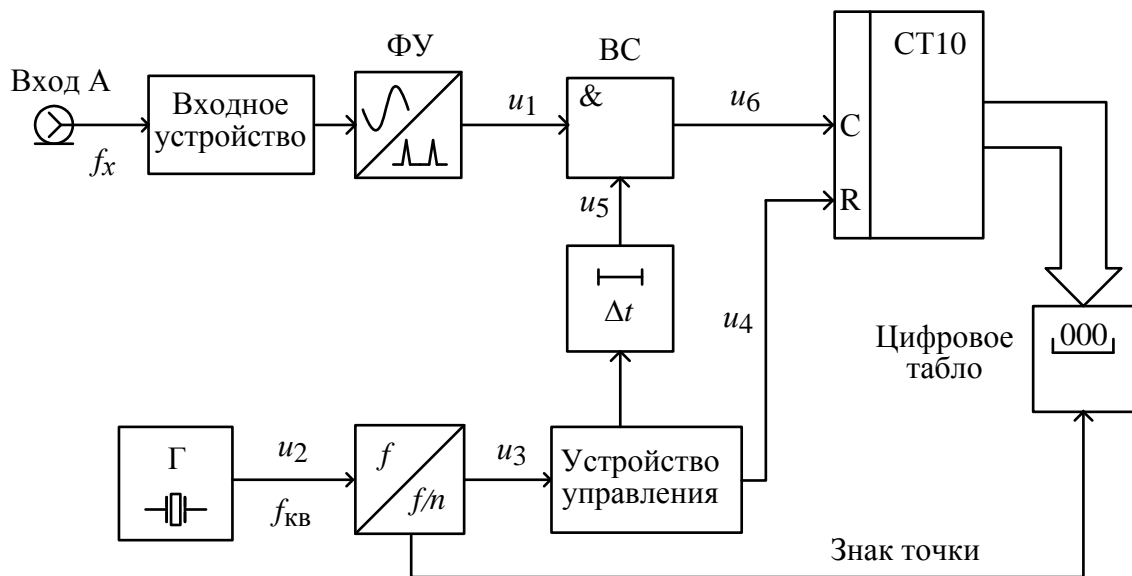


Рис. 8.4. Структурная схема ЭСЧ в режиме измерения частоты

Сигнал неизвестной частоты  $f_x$  подают на вход А частотомера и далее – на *входное устройство*. Последнее содержит дискретный аттенуатор, усилитель с автоматической регулировкой уровня сигнала. Для измерений в условиях помех на входе иногда устанавливают коммутируемый фильтр. ЭСЧ, как правило, имеет высокое входное сопротивление (1 МОм). Для ВЧ-измерений используют переключение на стандартное входное сопротивление 50 Ом. Во входном устройстве предусматривают

защиту прибора от перегрузок, а также режим «закрытого» входа, при котором сигнал подается через конденсатор, не пропускающий постоянную составляющую (например напряжение питания).

Формирующее устройство (ФУ) представляет собой измерительный преобразователь формы сигнала. Оно содержит усилитель-ограничитель с регулируемым порогом срабатывания, дифференцирующую цепочку и импульсный диодный ограничитель. Задача ФУ – преобразовать сигнал произвольной формы в короткие импульсы  $u_1$ , частота повторения которых равна частоте входного сигнала (рис. 8.5). Эти импульсы в дальнейшем поступают на счетчик, поэтому их называют счетными импульсами.

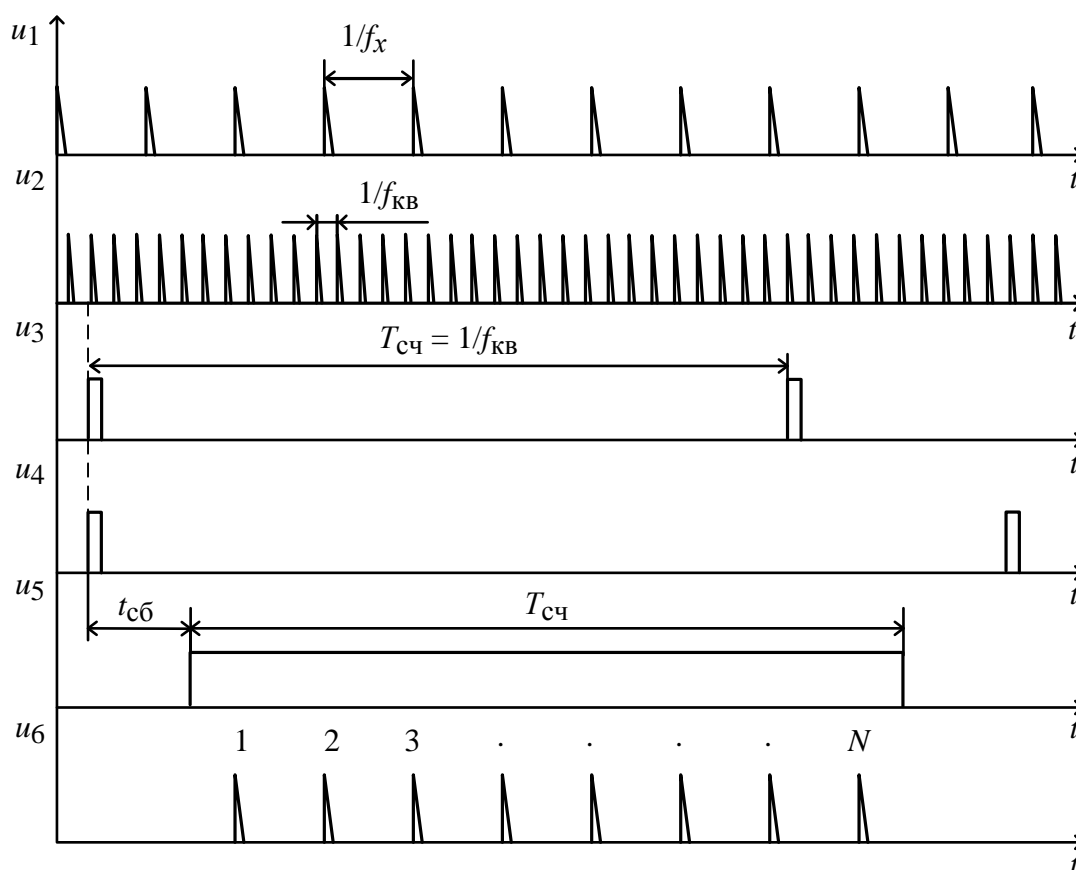


Рис. 8.5. Осциллограммы сигналов ЭСЧ в режиме измерения частоты

Временной селектор (ВС) реализует функцию логического умножения двух дискретных сигналов (логический элемент «И»). Фактически это ключ, который выделяет из входной последовательности счетных импульсов пачку импульсов, укладываемых в образцовый интервал  $T_{сч}$ .

Длительность  $T_{сч}$  формируют делением частоты кварцевого генератора. Сигнал опорной частоты  $f_{кв} = 1/T_{кв}$  вырабатывается высокостабильным кварцевым генератором. Частоту генератора выбирают кратной 10.

Установку требуемого времени измерения  $T_{сч}$  производят делением частоты  $f_{кв}$  с помощью *декадного делителя частоты*. Коэффициент деления выбирают из соотношения  $n = 10^k$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots$ , при этом время счета кратно 10:

$$T_{сч} = nT_{кв} = T_{кв} 10^k.$$

*Устройство управления* формирует строб-импульсы, включающие временной селектор (*временные ворота*). Оно устанавливает режим работы ЭСЧ. Обычно используют *периодический* запуск, когда измерение повторяется через регулируемый интервал времени (его называют временем индикации). В ряде случаев используют *одиночный запуск* – измерение выполняется при поступлении на вход внешнего запуска ЭСЧ стартового импульса. *Ручной запуск* осуществляют нажатием соответствующей кнопки ЭСЧ.

При запуске на счетчик из устройства управления поступает импульс сброса, устанавливающий счетчик в нулевое состояние. Одновременно триггером устройства управления формируется прямоугольный строб-импульс длительностью  $T_{сч}$  (*временные ворота*). Этот импульс сдвигается в *устройстве задержки* на небольшое время сброса счетчика  $t_{сб}$  и подается на временной селектор. Число счетных импульсов, проходящих через селектор на *счетчик*, равно  $N = \text{int}[f_x T_{сч}] \pm 1$ , где  $\text{int}[\cdot]$  – целая часть числа. Если выбрать частоту кварцевого генератора, Гц, в виде  $f_{кв} = 10^p$ , где  $p$  – целое число, то с учетом коэффициента деления  $n = 10^k$  получим:

$$f_x[\text{Гц}] \approx 10^{(p-k)} N.$$

Таким образом, число импульсов пропорционально измеряемой частоте с коэффициентом, кратным 10. Десятичный счетчик подсчитывает число импульсов  $N$ . Это число выводится на цифровой индикатор (табло).

На индикаторе предусматривают вывод знака десятичной точки, положение которой связано с коэффициентом деления частоты кварцевого генератора  $n$ . Кроме того, на табло высвечиваются обозначения производных единиц частоты (кГц, МГц). Так производится масштабирование результата счета на табло. Количество импульсов с учетом положения точки дает прямые показания частоты.

Описываемый режим работы частотомера называют методом прямого счета (*direct counting*). В этом режиме количество значащих цифр в ре-

зультате зависит от измеряемой частоты. Чем больше частота, тем больше значащих цифр выводится на табло прибора и тем выше точность измерения. Общая погрешность измерения частоты включает две составляющие: погрешность установки частоты кварцевого генератора  $\delta_{\text{КВ}} = \pm \Delta f_{\text{КВ}} / f_{\text{КВ}}$  и погрешность дискретности  $\delta_{\text{д}}$ :

$$\delta f = \pm(\delta_{\text{КВ}} + \delta_{\text{д}}).$$

Первая составляющая является погрешностью меры частоты и определяется нестабильностью частоты кварцевого генератора, а также погрешностью его калибровки. Типовые значения нестабильности кварцевых генераторов ЭСЧ составляют  $\pm(2.5 \cdot 10^{-6} \dots 7 \cdot 10^{-9})$  при изменении температуры в пределах  $0 \dots 50^\circ\text{C}$ . Долговременная нестабильность частоты (старение) находится в пределах  $\pm(3 \cdot 10^{-7} \dots 5 \cdot 10^{-8})$  за месяц. При необходимости увеличения точности используют внешние источники – эталоны и меры частоты. Для этого в приборах предусматривают специальный вход внешнего опорного генератора.

Вторая составляющая погрешности ( $\delta_{\text{д}}$ ) возникает из-за того, что длительность временных ворот  $T_{\text{сч}}$  в общем случае не совпадает с целым числом периодов измеряемого сигнала. На рис. 8.6 для примера приведены крайние ситуации, когда во временные ворота попадают 9 импульсов (верхний график) или 7 импульсов (нижний график), что может произойти из-за нестабильности срабатывания временного селектора. Между тем, число периодов входного сигнала, укладывающегося во временные ворота,

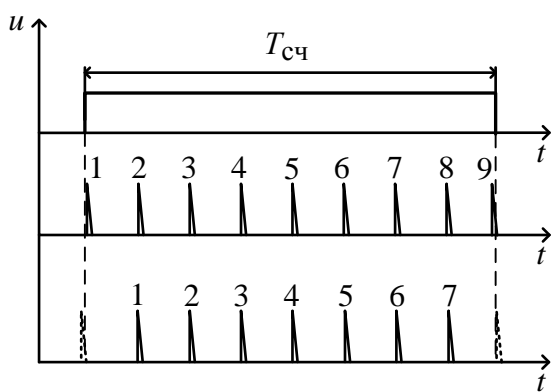


Рис. 8.6. Процесс образования погрешности дискретности

равно 8. Таким образом, отклонение результата при подсчете импульсов может составлять  $\pm 1$  импульс (это соответствует единице последнего разряда счетчика). Соответственно, абсолютная максимальная погрешность дискретности при измерении частоты составляет  $\pm 1/T_{\text{сч}}$ . Отсюда видно, что выбор длительности временных ворот определяет возможность различать близко расположенные значения измеряемой частоты (разрешающую способность ЭСЧ). Например, для  $T_{\text{сч}} = 1$  с разрешающая способность равна 1 Гц, для



$T_{сч} = 10$  мс – только 100 Гц. Разрешающая способность в режиме прямого счета не зависит от частоты входного сигнала, но относительная погрешность дискретности при этом обратно пропорциональна ей:

$$\delta_d = \frac{\pm 1}{f_x T_{сч}} = \pm \frac{1}{N}.$$

Таким образом, количество сосчитанных импульсов  $N$  определяет точность измерения. Например, при  $N > 100$  относительная погрешность не превысит 1 %, а при  $N > 1000$  она будет меньше 0.1 %. На низких частотах  $\delta_d$  является основной составляющей, определяющей точность измерений частоты методом дискретного счета. Нестабильностью частоты кварцевого генератора при этом можно пренебречь.

Уменьшение погрешности дискретности осуществляют несколькими путями. Наиболее простой – увеличение длительности временных ворот  $T_{сч}$ . Однако это приводит к росту времени измерения. На практике редко применяют время счета более 10 с. Другой способ – увеличение частоты входного сигнала в целое число раз (требует применения дополнительных устройств – умножителей частоты). Третий способ учитывает случайный характер погрешности дискретности. Проводят многократные измерения и усредняют их результаты. Такой способ целесообразно использовать в вычислительных микропроцессорных приборах.

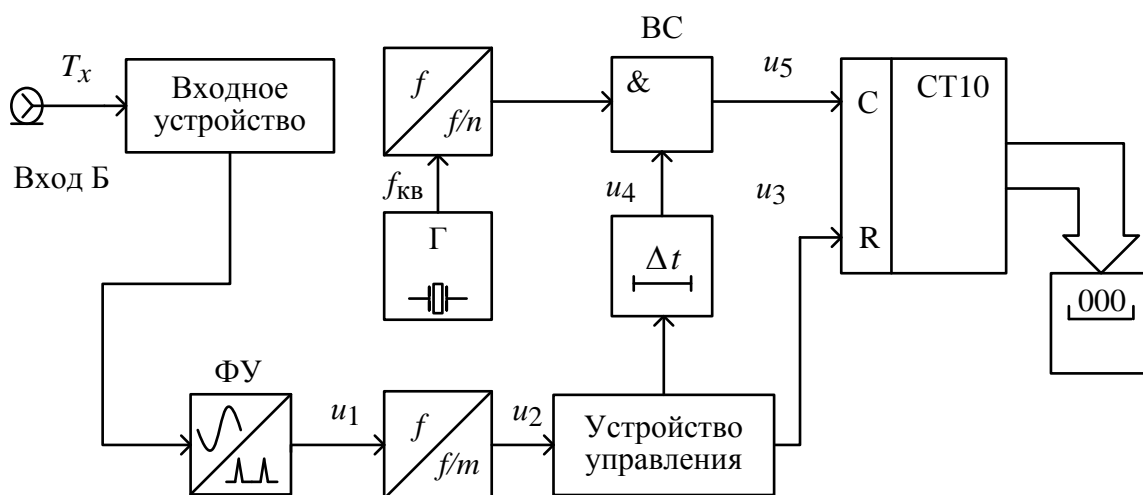


Рис. 8.7. Структурная схема ЭСЧ в режиме измерения периода

Лучшим способом уменьшения погрешности на низких частотах считается переход от измерения частоты к измерению периода входного сигнала (рис. 8.7).

Измерение осуществляют следующим образом. Временные ворота образуют из исследуемого сигнала. Для этого сигнал с неизвестным периодом  $T_x$  подают на вход Б частотомера. С помощью формирующего устройства его преобразуют в последовательность коротких импульсов  $u_1$  (рис. 8.8).

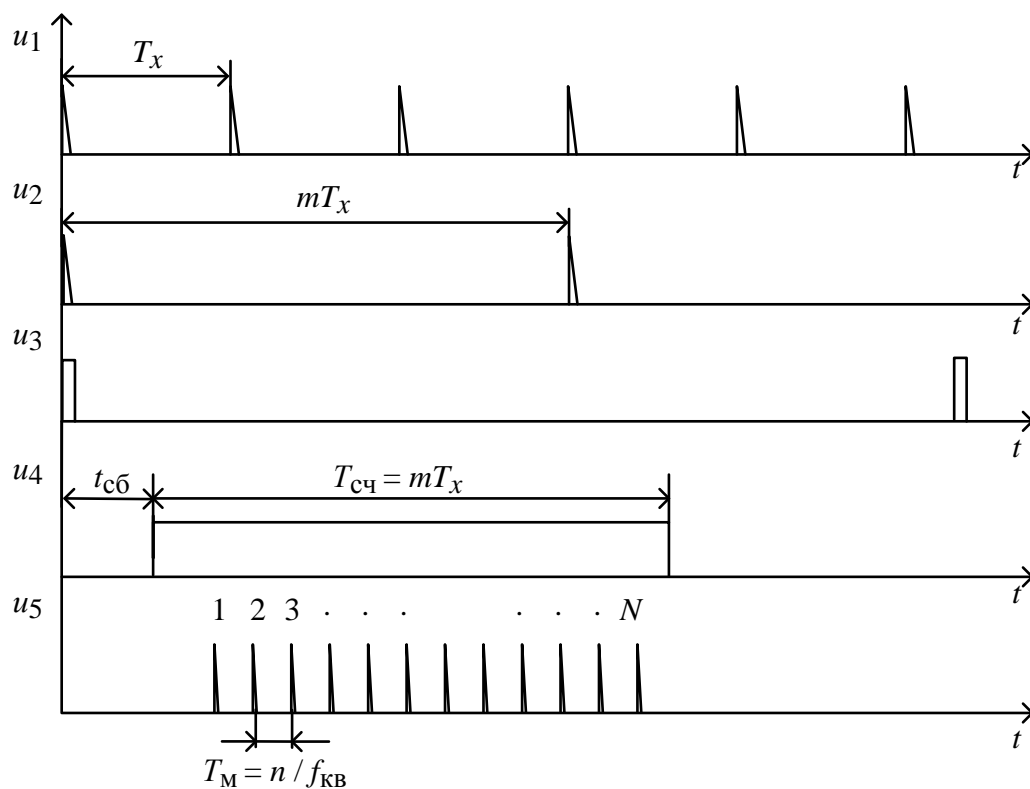


Рис. 8.8. Осциллограммы сигналов ЭСЧ в режиме измерения периода

Длительность временных ворот  $T_{сч} = mT_x$  образуют делением частоты входного сигнала в  $m$  раз (что эквивалентно увеличению периода). Коэффициент деления делают кратным 10 ( $m = 10^r$ ,  $r = 0, 1, 2, \dots$ ). Счетные импульсы формируют делением частоты кварцевого генератора  $f_{кв}$  в  $n$  раз. Их период  $T_M$  называют *меткой времени*; ее также делают кратной 10:

$$T_M = \frac{n}{f_{кв}} = nT_{кв} = 10^{-s},$$

где  $s = 8, 7, 6, 5, \dots$ . Минимальное время метки ограничено быстродействием счетчика и обычно составляет 10...100 нс. Метку времени увеличивают при переполнении счетчика. Таким образом, на счетчик поступают импульсы, прошедшие через временной селектор за время счета  $T_{сч} = mT_x$ :

$$N \approx \frac{T_{сч}}{T_M} = T_x 10^{(r+s)}.$$

Отсюда искомый период пропорционален количеству сосчитанных импульсов:

$$T_x \approx N10^{-(r+s)}.$$

Для индикации измеренного периода на цифровом табло (как и при измерении частоты) предусматривают вывод знака десятичной точки. Положение точки и указатель единиц измерения (с, мс, мкс) связывают с регулировками делителей частоты.

Погрешность измерения периода содержит погрешность установки метки времени (определяется нестабильностью кварцевого генератора и точностью его калибровки) и погрешность дискретности. Абсолютное значение погрешности дискретности при измерении периода равно  $\pm T_M$  (не превышает метки времени). Это разрешающая способность ЭСЧ по времени. Максимальная относительная погрешность дискретности при этом составляет:

$$\delta_d = \frac{\pm T_M}{T_x} = \pm \frac{m}{N},$$

что (при множителе периода  $m = 1$ ) совпадает с погрешностью дискретности при измерении частоты. С ростом измеряемого периода  $T_x$  число импульсов  $N$  растет, а относительная погрешность снижается. В режиме измерения частоты все происходит наоборот. Следовательно, измерение периода дает малую погрешность на низких частотах, а измерение частоты – на высоких.

При измерении периода следует учитывать дополнительные источники погрешности, связанные с нестабильностью порога срабатывания формирующего устройства и со сдвигом фронта и среза временных ворот из-за наложения на сигнал внешних шумов. Эти факторы требуют более тщательной настройки входного устройства прибора. Для сглаживания шумов иногда используют ФНЧ, подключаемый ко входу Б.

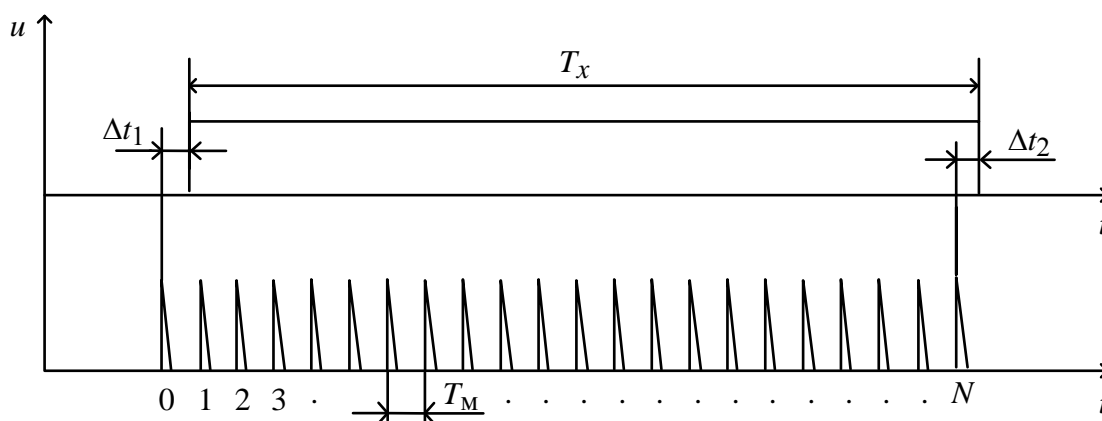


Рис. 8.9. Погрешность дискретности при измерении периода

Погрешность дискретности по своей природе случайна. Для оценки среднеквадратической погрешности необходимо знать закон распределения плотности вероятности погрешности. Это позволит произвести интервальную оценку погрешности метода с заданной доверительной вероятностью.

Рассмотрим закон распределения погрешности дискретности на примере измерения периода  $T_x$ . Начало и конец измеряемого интервала  $T_x$  в общем случае не синхронизированы с метками времени (рис. 8.9).

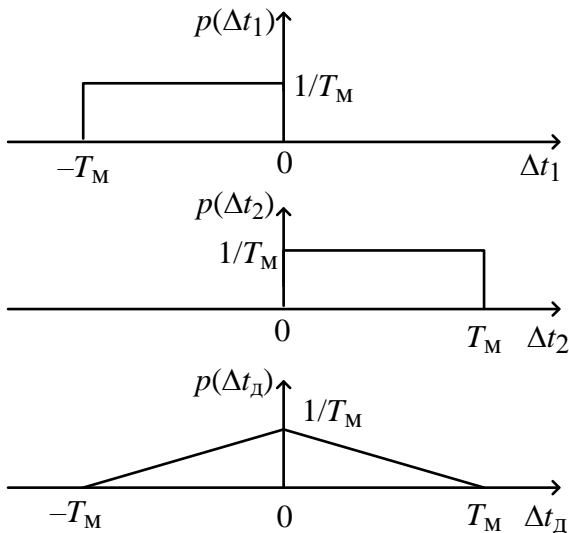


Рис. 8.10. Закон распределения погрешности дискретности

Измеряемый период можно представить в виде

$$T_x = NT_M - \Delta t_1 + \Delta t_2 = NT_M - \Delta t_d,$$

где  $\Delta t_1$  – интервал, равный метке времени минус время от начала временных ворот до первого сосчитанного импульса;  $\Delta t_2$  – интервал от последнего сосчитанного импульса до конца временных ворот;  $\Delta t_d$  – абсолютная погрешность дискретности при измерении периода  $T_x$ . Начало временных ворот может с одинаковой

вероятностью попасть в интервал времени от нулевого до первого счетного импульса (в пределы  $-T_M \dots 0$ ), а конец временных ворот – в любую точку между двумя счетными импульсами в пределах  $0 \dots T_M$ . Таким образом, общая погрешность порождается двумя случайными событиями с равномерными законами распределения  $p(\Delta t_1)$  и  $p(\Delta t_2)$  (рис. 8.10).

Если интервал  $T_x$  неизвестен, то указанные случайные погрешности независимы. Как следует из теории вероятности закон распределения общей погрешности  $p(\Delta t_d)$  определяется сверткой законов распределения  $p(\Delta t_1)$  и  $p(\Delta t_2)$ . В результате получается треугольная форма зависимости (закон распределения Симпсона) с предельными значениями  $\pm T_M$  (см. рис. 8.10):

$$p(\Delta t_d) = \begin{cases} \frac{\Delta t_d}{(T_M)^2} + \frac{1}{T_M}, & \text{при } -T_M \leq \Delta t_d \leq 0, \\ -\frac{\Delta t_d}{(T_M)^2} + \frac{1}{T_M}, & \text{при } 0 \leq \Delta t_d \leq T_M. \end{cases}$$

Наиболее вероятное значение погрешности – ноль, максимальное значение не превышает по модулю  $T_x$ . Среднеквадратическое отклонение (СКО) для треугольного закона распределения равно  $T_M/\sqrt{6}$ , поэтому относительная среднеквадратическая погрешность дискретности определяется соотношением:

$$\delta_{\text{СКВ}} = \frac{\text{СКО}}{NT_M} = \frac{1}{\sqrt{6} \cdot N}.$$

Это значение используют при интервальной оценке точности измерения частоты или периода.

Таким образом, в электронно-счетных частотомерах используют два варианта измерения частоты:

1. Прямой метод – подсчет периодов входного сигнала в течение выбранного времени счета.

2. Косвенный метод – измерение периода входного сигнала и дальнейшее вычисление частоты по формуле  $f_{\text{ВХ}} = 1/T_{\text{ВХ}}$ .

Как было показано ранее, первый метод дает хорошую точность для больших частот  $f_x$ , второй применяют на низких частотах  $f_x$  (т. е. для больших  $T_x$ ). В первом случае для увеличения точности необходимо увеличивать длительность временного окна, во втором – увеличивать опорную частоту (использовать минимальную метку времени). Время измерения по первому методу постоянно и равно выбранной длительности временного окна. Для второго метода оно составляет один или несколько ( $m > 1$ ) периодов  $T_x$  и зависит от частоты входного сигнала.

В современных микропроцессорных частотомерах используют комбинированный метод косвенного измерения частоты (*reciprocal counting*). Он позволяет сочетать достоинства обоих способов.

Суть метода – измерение периода входного сигнала, увеличенного в  $M$  раз (рис. 8.11). Импульсы меток времени подсчитываются в течение  $M$  полных периодов входного сигнала. Однако в отличие от измерения периода величину  $M$  не устанавливают вручную входным делителем частоты, а она подсчитывается отдельно. В начале задают требуемое время измерения  $T_{\text{ИЗМ}}$ . Затем определяется количество периодов  $M$  входного сигнала, укладывающееся в этот интервал. Далее формируют строб-импульс временных ворот, длительность которого равна целому количеству перио-

дов входного сигнала  $MT_x$ . Пропуская через временной селектор импульсы меток времени, подсчитывают количество импульсов  $N$ , укладываемых в временные ворота  $MT_x$ . Искомое значение частоты затем вычисляется микропроцессором:

$$f_{\text{ВХ}} = \frac{1}{T_x} \approx \frac{M}{NT_M}$$

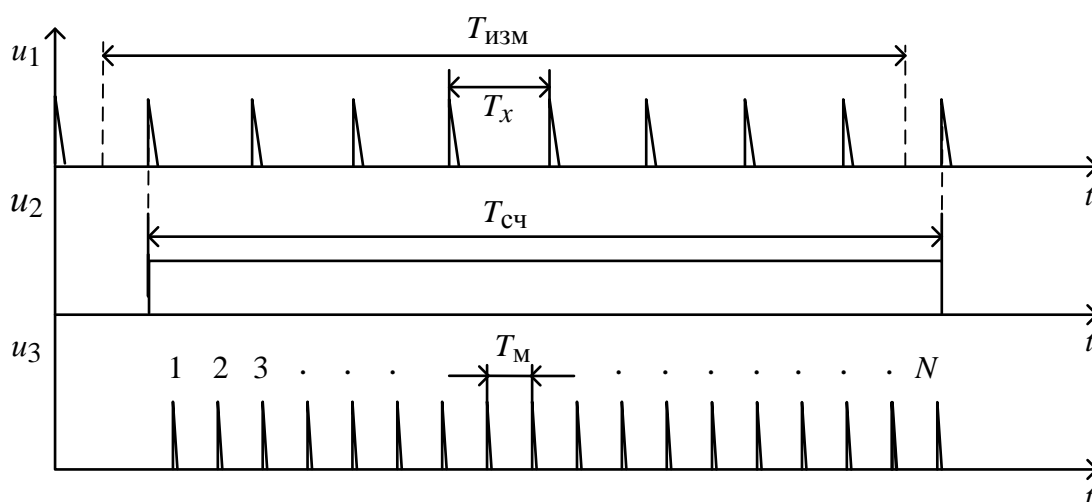


Рис. 8.11. Комбинированный метод измерения частоты

Достоинством такого подхода является свободный выбор времени измерения (не обязательно кратный 10). Кроме этого, относительная погрешность измерения не зависит от входной частоты. Действительно, абсолютная погрешность измерения длительности интервала  $MT_x$  равна длительности метки  $T_M$ . Относительная погрешность дискретности при этом:

$$\delta_{\text{д}} = \frac{T_M}{MT_x} = \frac{T_M}{T_{\text{сч}}} \approx \frac{T_M}{T_{\text{изм}}}$$

Таким образом, погрешность дискретности зависит от выбранного времени измерения и длительности метки времени, она постоянна во всем диапазоне измерения частоты, поэтому разрешающую способность таких частотомеров часто указывают не в единицах частоты (Гц), а в количестве десятичных знаков результата для времени счета 1 с. Так, для опорной частоты 10 МГц метка времени  $T_M = 10^{-7}$ . Погрешность измерения частоты будет составлять  $10^{-7}$ , а число знаков в результате – 7 знаков/с.

Улучшение разрешающей способности ЭСЧ требует применения опорного генератора высокой частоты и повышения быстродействия счетчика. Кроме того, емкость счетчика (разрядность) должна быть увеличена, чтобы избежать его переполнения.

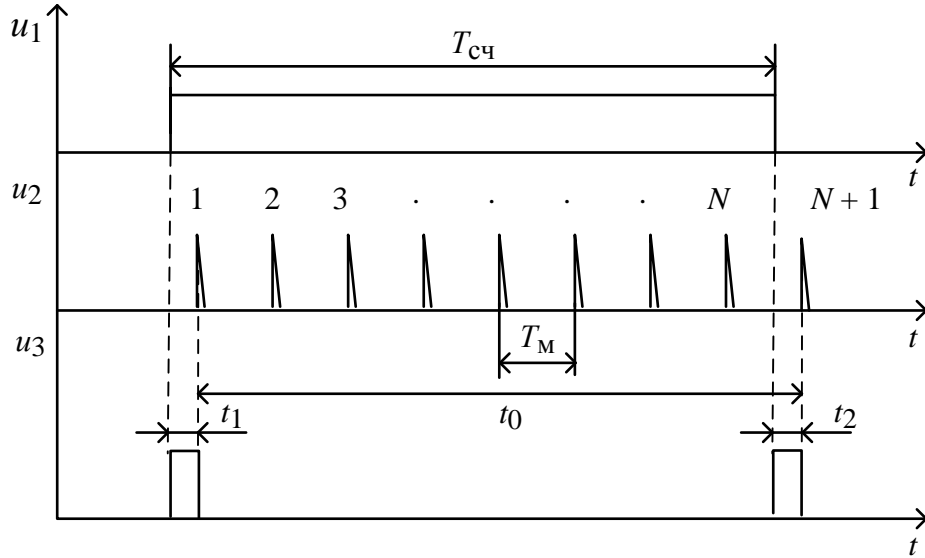


Рис. 8.12. Интерполяционный метод

Увеличение точности при заданной опорной частоте может быть достигнуто интерполяционным способом снижения погрешности дискретности. На рис. 8.12 показаны временные диаграммы для интерполяционного метода в случае измерения периода  $T_{сч} = T_x$ . Интервал  $T_{сч}$  заполняют метками времени  $T_M$ . Счетчик фиксирует число импульсов  $N$ , попавших во время счета:

$$T_x = t_0 + t_1 - t_2.$$

Здесь  $t_0 = NT_M$  – целое число меток времени;  $t_1$  – интервал между началом  $T_{сч}$  и первым сосчитанным импульсом;  $t_2$  – интервал между концом  $T_{сч}$  и первым импульсом, не попавшим во временные ворота. В вычислительных частотомерах интервалы  $t_1$  и  $t_2$  измеряют отдельно следующим способом. Импульсы расширяются в целое число раз (например в 1000). Для этого можно использовать заряд-разряд конденсатора образцовыми токами разного значения. Расширенные импульсы заполняются счетными импульсами с той же меткой времени  $T_M$ :

$$1000 t_1 = N_1 T_M,$$

$$1000 t_2 = N_2 T_M.$$

Количество импульсов  $N_1$  и  $N_2$  фиксируется дополнительными счетчиками. Общий результат измерения периода  $T_x$  вычисляется микропроцессором на основании данных счетчиков  $N$ ,  $N_1$  и  $N_2$  по формуле

$$T_x = \frac{1}{f_x} = \left( N + \left( \frac{N_2 - N_1}{1000} \right) \right) T_M.$$

Таким образом, максимальная погрешность измерения соответствует погрешности дискретности для интервалов  $t_1$ ,  $t_2$  и равна  $\pm T_M / 1000 T_{сч}$ . Таким образом, интерполяционный метод обеспечивает повышение разрешающей способности (в данном случае в 1000 раз). Однако дальнейшего выигрыша в точности с помощью этого метода получить не удастся из-за возрастания погрешностей расширителей временных интервалов. В частотомерах с интерполяцией предусматривают автоматическую калибровку расширителей, компенсирующую дрейф их параметров.

### 8.3. Измерение временных интервалов и отношения частот

Измерение периода – частный случай измерения временных интервалов. Отличаются методы измерения временных интервалов способом формирования временных ворот. Для измерения интервала времени между двумя импульсами используют входы В и Г частотомера (рис. 8.13).

Входные устройства позволяют отрегулировать уровень сигналов, устранить постоянную составляющую. Далее импульсы поступают на формирующие устройства, на выходах которых образуются кратковременные стартовый и стоповый импульсы временных ворот. В триггере вырабатывается строб-импульс, длительность которого измеряют методом дискретного счета. Точность измерения временного интервала определяется погрешностью дискретности, стабильностью меток времени и точностью срабатывания формирующих устройств. Последняя составляющая зависит от уровня шумов и помех в исследуемом сигнале и систематической погрешности смещения ФУ (дрейф нуля).

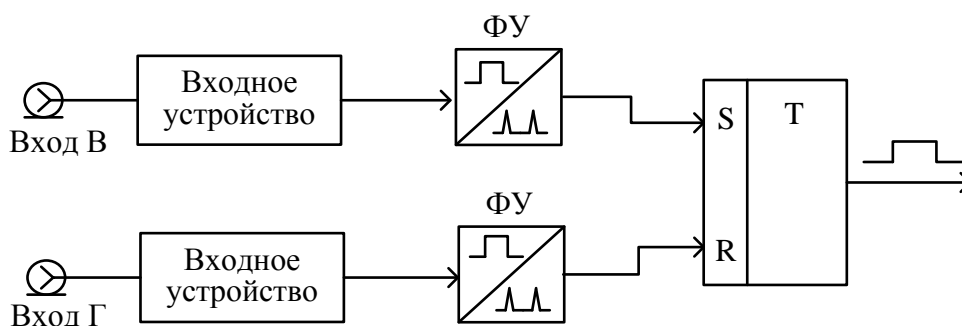


Рис. 8.13. Формирование временных ворот при измерении интервала между импульсами

Рассмотрим работу ЭСЧ в режиме измерения длительности импульса. В этом случае сигнал подают одновременно на оба входа В и Г. Временные ворота образуются из импульсов, получаемых в формирующих уст-



ройствах по фронту и срезу исследуемого сигнала. Дальнейший процесс измерения не отличается от описанного ранее.

В ряде практических задач оказывается полезным режим измерения отношения частот сигналов, подаваемых на входы А и Б. На вход А подаются сигнал более высокой частоты  $f_A$ . Из него вырабатываются счетные импульсы (аналогично прямому методу измерения частоты). На вход Б подают сигнал более низкой частоты  $f_B$ . Он используется вместо сигнала опорного генератора для создания строб-импульса временных ворот. При необходимости увеличения времени счета этот сигнал делят по частоте в  $m$  раз. Таким образом, формируют временные ворота длительностью  $T_{сч} \approx \frac{m}{f_B}$  (аналогично режиму измерения периода). Подсчет импульсов, прошедших через временной селектор за время  $T_{сч}$ , дает значение относительной частоты сигнала на входе А:

$$f_A \approx \frac{N}{T_{сч}} = \frac{Nf_B}{m},$$

откуда  $\frac{f_A}{f_B} \approx \frac{N}{m}$ . При измерении отношения частот не нужен внутренний образцовый генератор. Точность измерения отношения определяется погрешностью дискретности (аналогично измерению частоты) и погрешностью формирования временных ворот, вызванной наличием шумов и нестабильностью формирующего устройства (аналогично измерению периода).

#### 8.4. Измерительные преобразователи частоты

Верхняя граница измеряемых частот для метода дискретного счета определяется быстродействием основных элементов схемы (прежде всего, счетчика). У большинства ЭСЧ эта граница составляет несколько сотен мегагерц. Для расширения рабочего диапазона частот в область ВЧ и СВЧ применяют преобразование сигнала на более низкую частоту. Используются следующие виды преобразователей:

1. Быстродействующие делители входной частоты. Они позволяют уменьшить частоту входного сигнала в целое число раз (обычно от 2 до 16). Расширение диапазона измерений в таких устройствах невелико (до нескольких гигагерц). Достоинством такого способа является простота и надежность.

2. Дискретные гетеродинные преобразователи частоты.

### 3. Преобразователи с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ).

Частотный диапазон современных приборов с преобразователями частоты достигает 40 ГГц и выше.

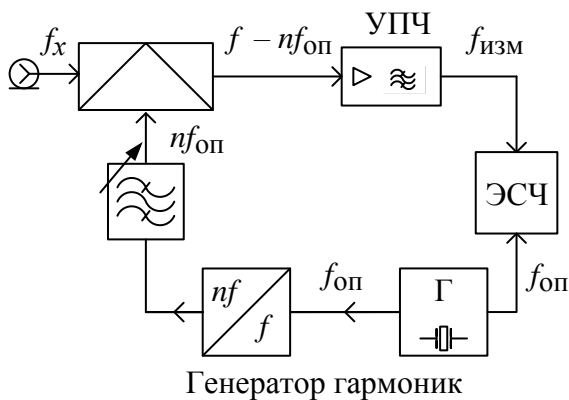


Рис. 8.14. Дискретный гетеродинный преобразователь частоты

Дискретное гетеродинное преобразование частоты позволяет перенести измеряемую частоту вниз путем вычитания из нее известной опорной частоты. На рис. 8.14 представлена структурная схема преобразователя частоты такого типа.

Сигнал опорной частоты  $f_{оп}$  с кварцевого генератора ЭСЧ подают на умножитель частоты – генератор гармоник. Этот блок создает набор гармоник, частоты которых кратны исходной опорной частоте. Узкополосным перестраиваемым фильтром выделяется  $n$ -я гармоника сигнала генератора. Ее подают на смеситель. Выходной сигнал с разностной частотой  $f_{изм} = f_x - nf_{оп}$  выделяют усилителем промежуточной частоты и подают на частотомер. Результат измерения определяют по известному номеру гармоники и показаниям ЭСЧ. Метод дискретного преобразования неудобен тем, что необходим ручной подбор номера гармоники гетеродина. Для автоматизации измерений используют электрически перестраиваемые фильтры, управляемые сигналом на выходе УПЧ.

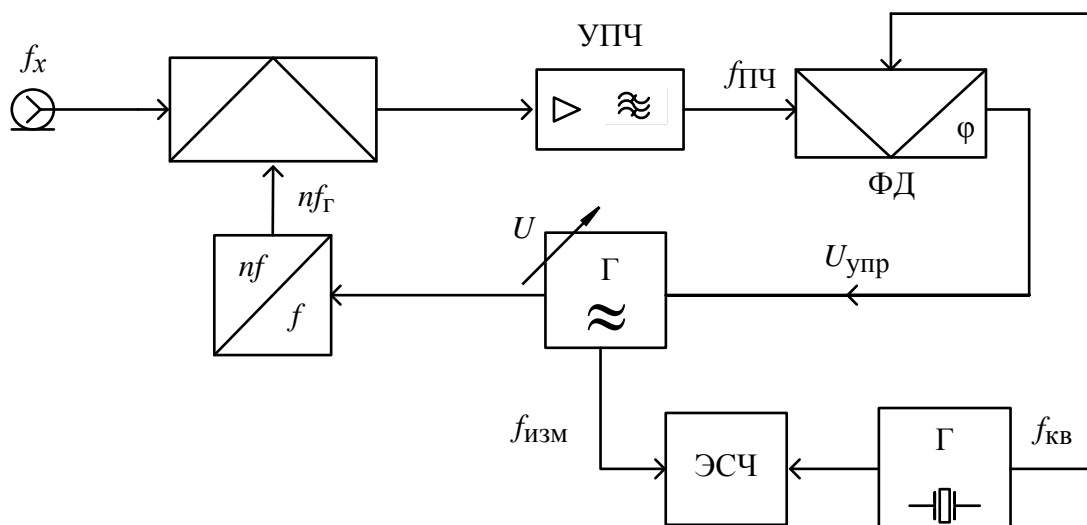


Рис. 8.15. Преобразователь частоты с ФАПЧ

В настоящее время чаще применяют *переносчики частоты с ФАПЧ* (рис. 8.15). Гетеродин, управляемый напряжением, вырабатывает сигнал с частотой  $f_{\Gamma}$ . Генератор гармоник создает на выходе набор гармонических составляющих этого сигнала. Смеситель преобразует входной сигнал и  $n$ -ю гармонику гетеродина в сигнал промежуточной частоты  $f_{ПЧ}$ , который поступает на вход фазового детектора (ФД). На второй вход подают сигнал опорной частоты  $f_{кв}$  с кварцевого генератора ЭСЧ. На выходе ФД вырабатывается управляющее напряжение  $U_{упр}$  системы ФАПЧ, которое подстраивает гетеродин до наступления момента синхронизации (захвата частоты) по условию  $f_x - nf_{\Gamma} = f_{кв}$ . Частота гетеродина  $f_{\Gamma} = f_{изм}$  измеряется с помощью ЭСЧ, а искомое значение входной частоты определяют расчетным путем. Если ориентировочное значение измеряемой частоты неизвестно, то номер используемой гармоники определяют по двум измерениям. Для этого ручной перестройкой гетеродина добиваются захвата частоты поочередно по двум соседним гармоникам с номерами  $n$  и  $n + 1$ . Измеряют два значения частоты гетеродина  $f_x - nf_{\Gamma 1} = f_{кв}$  и  $f_x - (n + 1)f_{\Gamma 2} = f_{кв}$ . Отсюда определяют номер гармоники и измеряемую частоту:

$$n = \frac{f_{\Gamma 2}}{(f_{\Gamma 1} - f_{\Gamma 2})}, \quad f_x = \frac{f_{\Gamma 1} f_{\Gamma 2}}{(f_{\Gamma 1} - f_{\Gamma 2})}.$$

Процедуру устранения неоднозначности выбора номера гармоники реализуют как в ручном, так и в автоматическом режимах работы преобразователя.

Достоинством преобразователей частоты с ФАПЧ является возможность измерения несущей частоты импульсно-модулированных (ИМ) сигналов. Система ФАПЧ обладает значительной инерционностью и позволяет сохранить синхронизацию гетеродина в промежутках между импульсами. При этом на ЭСЧ подается сигнал гетеродина постоянной частоты. В случае коротких импульсов, когда захват ФАПЧ в автоматическом режиме настройки затруднен, используют ручной режим поиска гармоники по осциллографическому индикатору, включенному на выходе фазового детектора. Для этого при разомкнутой петле ФАПЧ вручную перестраивают гетеродин до тех пор, пока на осциллографе не появится картина нулевых биений. В этот момент выполняется условие захвата  $f_x - nf_{\Gamma} = f_{кв}$ , что позволяет рассчитать частоту несущей импульса по результату измерения частоты гетеродина.

## 9. ИЗМЕРЕНИЕ ФАЗОВОГО СДВИГА

### 9.1. Понятие фазового сдвига

Под фазовым сдвигом понимают разность начальных фаз двух гармонических сигналов одинаковой частоты. Для негармонических сигналов одинакового периода понятие фазового сдвига заменяют понятием сдвига во времени (временной задержкой). Для гармонических сигналов одинаковой частоты  $\omega$  фазовый сдвиг  $\Delta\varphi$  равен:

$$\Delta\varphi = \omega\Delta t = \frac{2\pi\Delta t}{T} = \frac{360^\circ\Delta t}{T},$$

где  $\Delta t$  – временная задержка сигналов,  $T$  – период сигналов.

Фазовый сдвиг принято выражать в градусах; если он равен нулю, то такие колебания называют *синфазными*, если  $180^\circ$  – *противофазными*. Если фазовый сдвиг между колебаниями равен  $90^\circ$ , говорят, что сигналы находятся в *квадратуре*.

На низких частотах реализация большинства методов измерения фазового сдвига связана с формированием из гармонических сигналов прямоугольных. В результате такого преобразования длительность импульсов оказывается пропорциональна измеряемому фазовому сдвигу. При измерениях разности фаз на СВЧ и у сигналов с меняющейся частотой применяют гетеродинное преобразование частоты сигналов вниз. Иногда точные измерения фазового сдвига проводят компенсационным методом, для грубой оценки используют осциллографические методы – метод линейной развертки, метод эллипса и др.

### 9.2. Осциллографические методы

Осциллографические методы основаны на определении фазового сдвига по форме и характеру изображения, получаемого на экране электронно-лучевого осциллографа. Рассмотрим два наиболее распространенных способа измерения фазового сдвига с помощью осциллографа.

Метод *линейной развертки* заключается в измерении фазового сдвига непосредственно по осциллограммам исследуемых напряжений, наблюдаемых одновременно на экране осциллографа. Метод может быть реализован с использованием двухканального осциллографа. Коэффициент развертки подбирают так, чтобы на экране был виден целый период сигналов. Получив на экране изображение двух гармонических сигналов (рис. 9.1),

измеряют их период  $T$  и временной сдвиг  $\Delta t$  (например, между точками перехода через ноль), затем рассчитывают искомый фазовый сдвиг по формуле

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

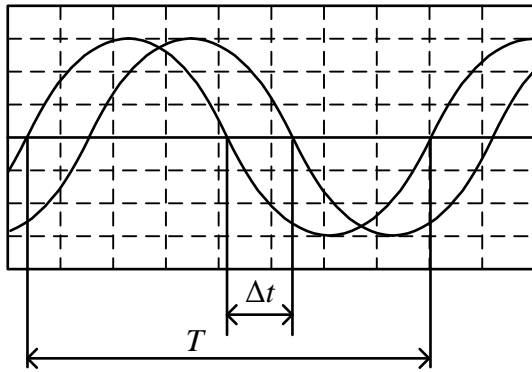


Рис. 9.1. Метод линейной развертки.

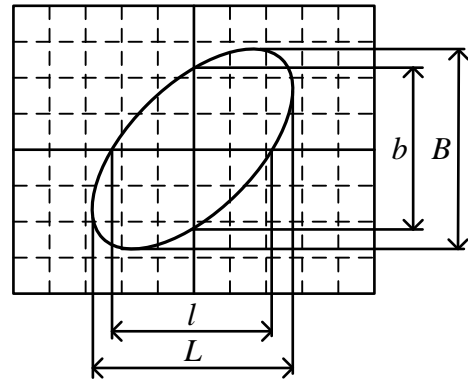


Рис. 9.2. Метод эллипса

Метод *эллипса* заключается в измерении фазового сдвига по фигуре, которая получается на экране (рис. 9.2) при подаче одного из исследуемых напряжений на вход  $Y$ , а второго – на вход  $X$  осциллографа. В этом случае осциллограф работает в режиме  $X$ - $Y$ .

Если предположить, что входные сигналы имеют вид

$$u_x(t) = U_x \cos(\omega t),$$

$$u_y(t) = U_y \cos(\omega t + \Delta\varphi),$$

временная зависимость координат луча по осям  $X$  и  $Y$ :

$$X(t) = h_A U_x \cos(\omega t),$$

$$Y(t) = h_B U_y \cos(\omega t + \Delta\varphi),$$

где  $h_A$  и  $h_B$  – чувствительности осциллографа по горизонтали и вертикали соответственно. Для простоты примем  $h_A U_x = h_B U_y = D$  и, сделав простые преобразования, получим уравнение движения луча:

$$\begin{aligned} Y(t) &= D \cos(\omega t) \cos(\Delta\varphi) - D \sin(\omega t) \sin(\Delta\varphi) = \\ &= X(t) \cos(\Delta\varphi) - \sqrt{D^2 - X(t)^2} \cdot \sin(\Delta\varphi). \end{aligned}$$

Это уравнение эллипса в параметрическом виде для произвольного фазового сдвига. При нулевом фазовом сдвиге получается  $Y = X$  (уравнение прямой под углом  $45^\circ$ ). Если сигналы противофазные,  $Y = -X$  (уравнение прямой под углом  $135^\circ$ ). Для фазового сдвига  $90^\circ$  на экране луч нарисует окружность.

Если в момент времени  $t_0$   $X(t_0) = 0$ ,  $Y(t_0) = \pm D \sin \Delta\varphi$  и искомый фазовый сдвиг можно вычислить как

$$\Delta\varphi = \arcsin\left(\frac{Y(t_0)}{D}\right) = \arcsin\left(\frac{b}{B}\right),$$

где  $B = 2D$  и  $b = 2Y(t_0)$  – отрезки, отсчитываемые на осциллограмме (см. рис. 9.2). Аналогичное соотношение выполняется для отрезков  $l$  и  $L$ :

$$\Delta\varphi = \arcsin\left(\frac{l}{L}\right).$$

При проведении измерения фазового сдвига предварительно делают центровку изображения – совмещают центр эллипса с центром шкалы осциллографа. Параметры изображения регулируют так, чтобы размеры  $B$  и  $L$  (рис. 9.2) были примерно равны.

На точность измерения осциллографическими методами существенное влияние оказывают неидентичность фазочастотных характеристик каналов, качество фокусировки луча, нелинейность усилителей и трубки.

Осциллографические методы обладают невысокой точностью. Более эффективным является использование осциллографа в качестве нуля-индикатора в компенсационном методе измерения.

### 9.3. Измерение разности фаз фазовыми детекторами

*Фазовый детектор* (ФД) преобразует измеряемый фазовый сдвиг в напряжение, функционально связанное с измеряемой величиной. Часто в радиотехнике применяются ФД, принцип действия которых основан на детектировании векторных суммы и разности исследуемых сигналов. Наиболее распространенными детекторами такого типа являются балансный и кольцевой ФД (рис. 9.3, а, б).

Балансный ФД строится на базе двух амплитудных детекторов. С помощью трансформаторов получают векторную сумму  $U_+$  и разность  $U_-$  исследуемых сигналов (рис. 9.4) и подают их на вход соответствующих амплитудных детекторов. Параметры элементов схемы выбираются так, чтобы  $R_1C_1 = R_2C_2 \gg T$ , где  $T$  – период измеряемых напряжений. Тогда в установившемся режиме напряжения на выходах амплитудных детекторов  $U_{\text{дет1}}$  и  $U_{\text{дет2}}$  равны амплитудным значениям сигналов  $U_+(t)$  и  $U_-(t)$ . Разница между ними  $U_{\text{вых}} = U_{\text{дет1}} - U_{\text{дет2}}$  измеряется вольтметром постоянного тока. Характеристика ФД  $U_{\text{вых}}(\Delta\varphi)$  для диапазона измерения

0...180° показана на рис. 9.5. Ее крутизна зависит от уровня входных сигналов, а наибольшая линейность достигается при векторном суммировании и вычитании одинаковых по амплитуде напряжений.

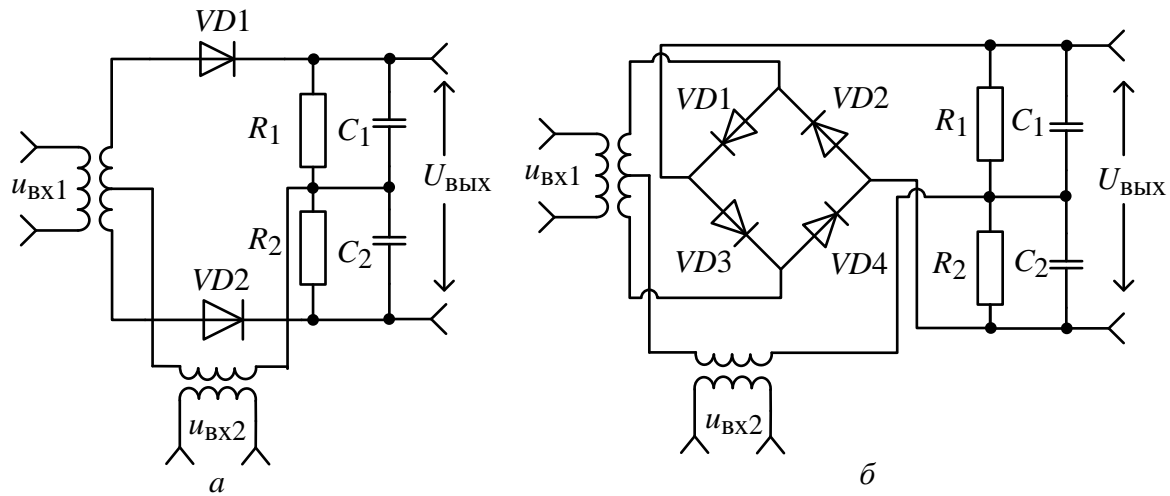


Рис. 9.3. Фазовый детектор: а – балансный; б – балансный кольцевой

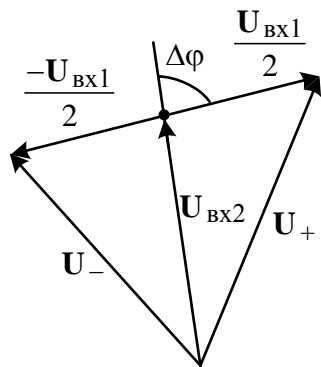


Рис. 9.4. Векторная диаграмма

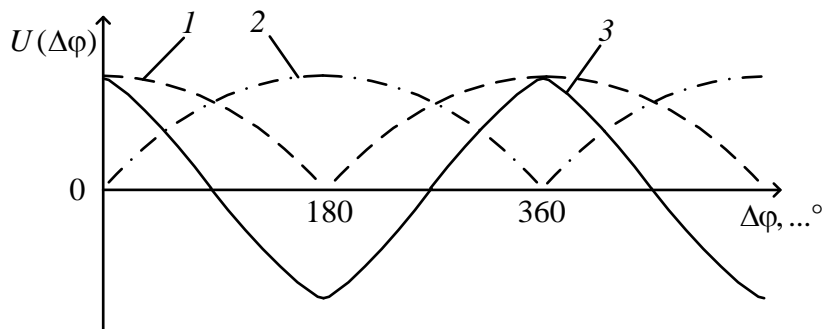


Рис. 9.5. Зависимость напряжений детектора от фазового сдвига: 1 –  $U_{\text{дет1}}$ , 2 –  $U_{\text{дет2}}$ , 3 –  $U_{\text{ВЫХ}}$

В ряде случаев повысить точность измерения можно, используя кольцевой балансный детектор (рис. 9.3, б). В нем отсутствует влияние источников сигналов друг на друга. Схема кольцевого ФД получается объединением двух балансных схем (см. рис. 9.3, а). Детекторная характеристика имеет ту же форму, что и у балансного (рис. 9.5), но коэффициент передачи в 2 раза выше.

Погрешность балансного ФД составляет 2...3°. Она зависит от стабильности амплитуд сигналов, точности соотношений между параметрами элементов.

Лучшими характеристиками обладают аналоговые фазовые детекторы, построенные на основе логического элемента «исключающее ИЛИ». Гармонические сигналы, поступающие на вход детектора (рис. 9.6), пре-

образуются формирующим устройством (триггер Шмидта) в напряжение типа меандр, после чего их подают на логический элемент. При противоположной полярности входных сигналов элемент «исключающее ИЛИ»

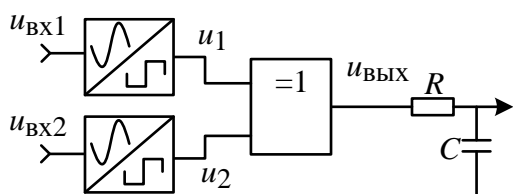


Рис. 9.6. Схема ФД на основе логического элемента

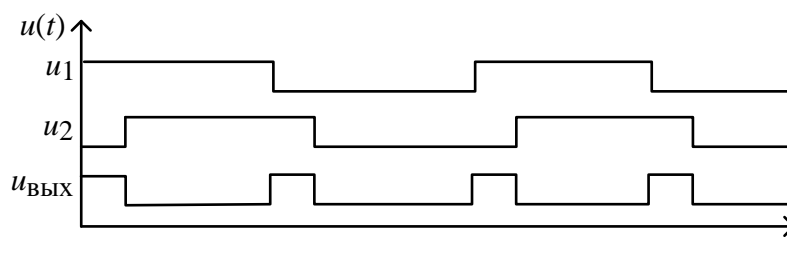
устанавливает на своем выходе уровень напряжения, соответствующий логической единице, при одинаковой полярности – нулю (рис. 9.7, а).

Таким образом, когда входные сигналы сдвинуты во времени друг относительно друга, на выходе логического элемента появляются импульсы  $u_{ВЫХ}$  с длительностью, пропорциональной сдвигу фаз (рис. 9.7, б).

Выделяемая  $RC$ -цепью постоянная составляющая сигнала  $u_{ВЫХ}$  соответствует фазовому сдвигу между входными напряжениями. Зависимость выходного напряжения от фазового сдвига линейна, что делает такой детектор хорошей альтернативой аналоговому балансному ФД.

Вх1	Вх2	Вых
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

а



б

Рис. 9.7. ФД на основе логического элемента: а – таблица истинности; б – временные диаграммы сигналов на входе и выходе логического элемента

Рассмотренные схемы фазовых детекторов хорошо реализуются на относительно невысоких частотах. В диапазоне СВЧ суммарно-разностные схемы строят на основе фазосдвигающих многополюсников.

#### 9.4. Компенсационный метод

В настоящее время компенсационный метод измерения фазового сдвига применяют в основном в СВЧ-технике. Метод заключается в сравнении измеряемого фазового сдвига с фазовым углом образцового фазовращателя. В качестве устройства сравнения (фазового индикатора) может быть использован осциллограф (рис. 9.8, а) или фазовый детектор (рис. 9.8, б). Фазовый индикатор необходим для фиксации заранее заданного фазового



сдвига, например нулевого (нулевой метод) или  $\varphi_{\text{диф}} = \pm 90^\circ, \pm 180^\circ, \dots$  (дифференциальный метод).

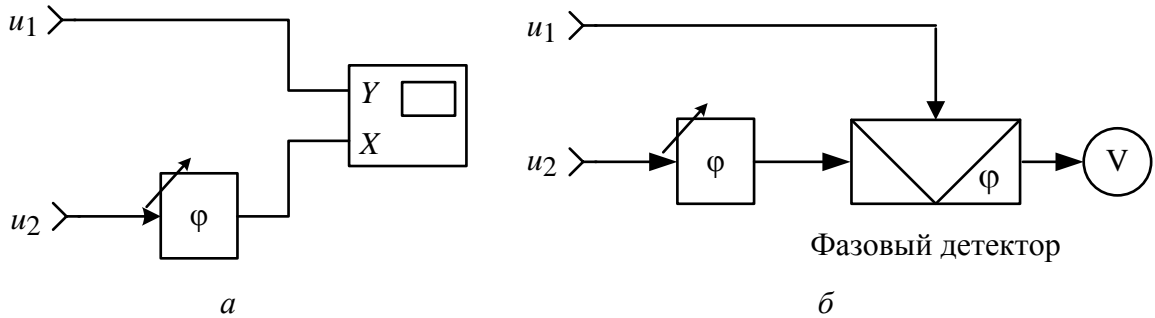


Рис. 9.8. Компенсационный метод измерения фазового сдвига

Рассмотрим процесс измерения фазового сдвига на примере нулевого метода. Для калибровки входы измерительной схемы соединяют и на них подают любое из входных напряжений. Затем производят установку фазовращателя в положение  $\varphi_{\text{ФВ0}}$ , соответствующее нулевому показанию устройства сравнения. Далее на входы подают исследуемые сигналы, и фазовращатель устанавливают в новое положение  $\varphi_{\text{ФВ}}$ , при котором устройство сравнения имеет нулевое показание. Тогда измеряемый фазовый сдвиг:

$$\Delta\varphi = \varphi_{\text{ФВ}} - \varphi_{\text{ФВ0}}.$$

В случае дифференциального метода:

$$\Delta\varphi = \varphi_{\text{ФВ}} - \varphi_{\text{ФВ0}} + \varphi_{\text{диф}}.$$

Конструкция фазовращателя должна обеспечивать широкий диапазон перестройки (как минимум до  $180^\circ$ ), малую зависимость амплитуды выходного сигнала от установленного фазового сдвига и требуемый рабочий диапазон частот.

В качестве устройства сравнения, как уже говорилось, может быть использован фазовый детектор любого рассмотренного ранее типа (см. рис. 9.8, б). При применении фазового детектора как нуль-индикатора не требуется его калибровать.

Погрешность компенсационного метода в основном определяется погрешностью градуировки фазовращателя и зависит от точности фиксации момента равенства фаз (чувствительности фазового индикатора). Недостатком метода является необходимость градуировки фазовращателя на каждой частоте измерения.

## 9.5. Преобразование фазового сдвига в напряжение

Для построения аналоговых фазометров (приборов, измеряющих фазовый сдвиг) часто используют преобразование фазового сдвига в импульсы с длительностью, пропорциональной измеряемому  $\Delta\varphi$ . Упрощенная структурная схема фазометра на преобразователе фаза–время приведена на рис. 9.9.

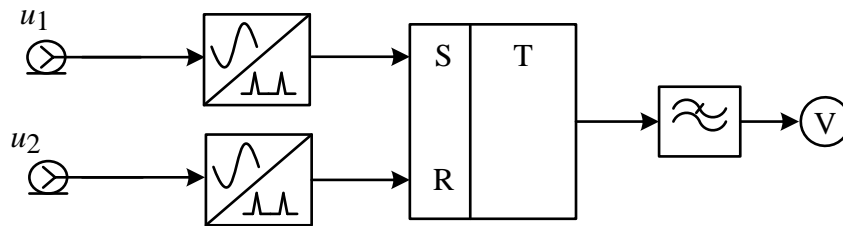


Рис. 9.9. Преобразователь фаза–время

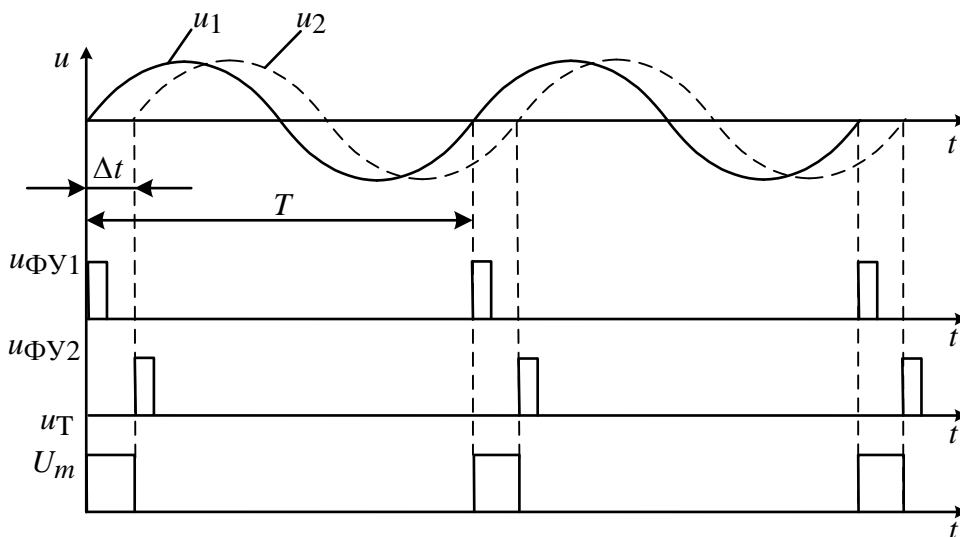


Рис. 9.10. Временные диаграммы напряжений преобразователя фаза–время

Исследуемые напряжения подаются на два формирующих устройства. В момент перехода входных напряжений  $u_1$  и  $u_2$  через ноль в сторону увеличения на выходах ФУ вырабатываются сигналы  $u_{\text{ФУ1}}$  и  $u_{\text{ФУ2}}$  в виде кратковременных импульсов (рис. 9.10). Импульс  $u_{\text{ФУ1}}$ , подаваемый на вход S триггера, устанавливает на его выходе постоянное значение  $U_m$ . Импульс  $u_{\text{ФУ2}}$ , пришедший на вход R триггера, сбрасывает сигнал на его выходе в ноль. Таким образом, на выходе триггера образуется последовательность прямоугольных импульсов  $u_T$  с длительностью  $\Delta t$ , пропорциональной фазовому сдвигу, и периодом  $T$ , равным периоду входного сигнала (см. рис. 9.10). Это напоминает работу фазового детектора с логическим

элементом «исключающее ИЛИ». Постоянная составляющая сигнала  $u_T$  пропорциональна измеряемому фазовому сдвигу:

$$U_{\text{изм}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_T(t) dt = \frac{U_m \Delta t}{T} = \frac{U_m \Delta \varphi}{360^\circ}.$$

Если ее измерить вольтметром постоянного тока и подобрать амплитуду импульсов равной максимальному значению шкалы, то показания вольтметра будут численно совпадать с искомым фазовым сдвигом.

При таком способе измерения фазового сдвига может возникнуть систематическая погрешность из-за несимметричного ограничения исследуемых напряжений в ФУ (рис. 9.11).

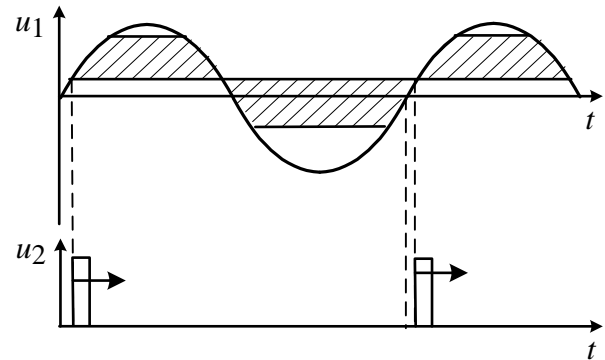


Рис. 9.11. Погрешность преобразования ФУ

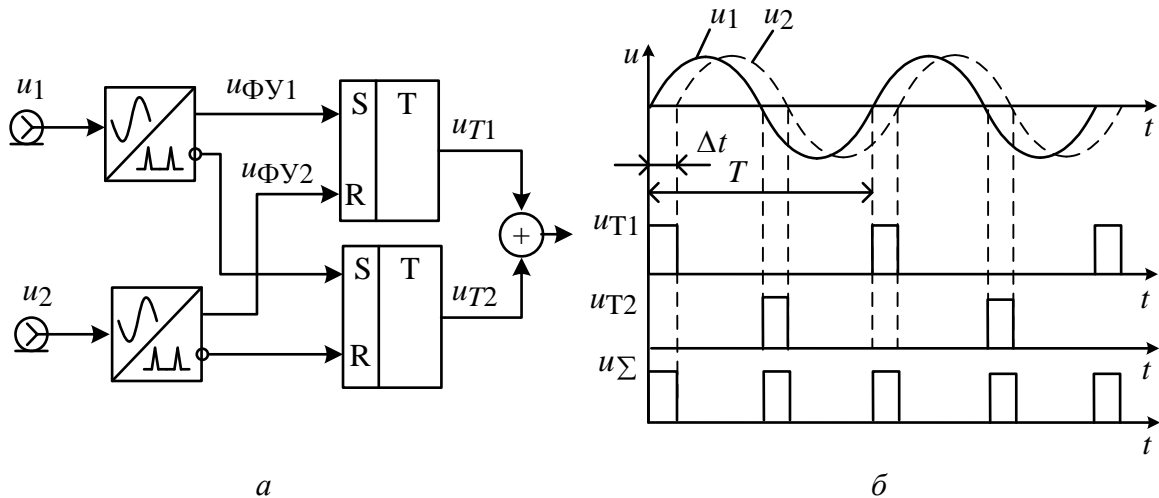


Рис. 9.12. Двухтактное преобразование фаза–время:  
а – структурная схема; б – временные диаграммы напряжений

В этом случае напряжение на выходе ограничителя будет иметь постоянную составляющую и момент формирования импульса сместится. Изменение длительности  $\Delta t$  приводит к погрешности измерения фазового сдвига. Устранить данную погрешность можно, применив двухтактную схему преобразователя фаза–время (рис. 9.12, а).

В двухтактной схеме добавлен еще один триггер Т2, на входы которого подают импульсы, сформированные ФУ в момент перехода входных

сигналов через ноль в сторону уменьшения. Временные диаграммы, поясняющие работу двухтактной схемы, приведены на рис. 9.12, б.

На выходе триггера Т1 формируются импульсы  $u_{T1}$  длительностью  $\tau_1 = \Delta t + \Delta\tau_{\PhiУ}$ , где  $\Delta\tau_{\PhiУ}$  – погрешность преобразования ФУ. На выходе триггера Т2 формируются импульсы  $u_{T2}$ , длительность которых  $\tau_2 = \Delta t - \Delta\tau_{\PhiУ}$ . В результате суммирования и усреднения сигналов  $u_{T1}$  и  $u_{T2}$  погрешность компенсируется:

$$U_{\text{изм}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\Sigma}(t) dt = \frac{1}{T} (U_m \tau_1 + U_m \tau_2) = \\ = \frac{U_m}{T} (\Delta t + \Delta\tau_{\PhiУ} + \Delta t - \Delta\tau_{\PhiУ}) = \frac{2U_m \Delta\varphi}{360^\circ}.$$

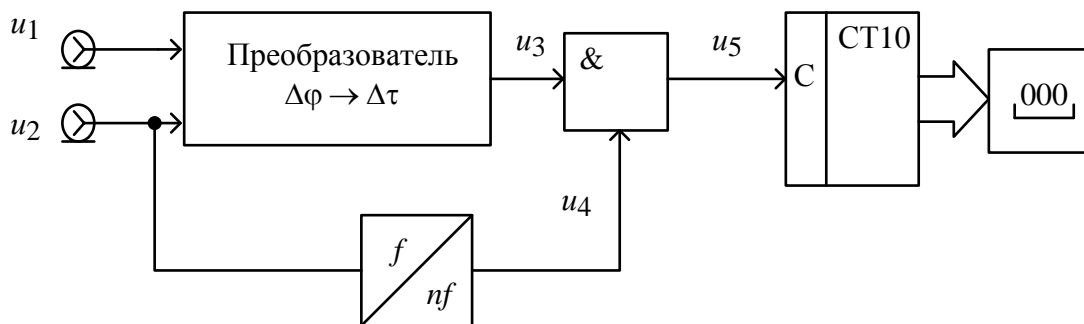
### 9.6. Преобразование фазового сдвига во временной интервал

Более высокую точность измерения фазового сдвига с помощью преобразования фаза–время можно получить, измеряя длительность импульса, пропорциональную сдвигу фаз, методом дискретного счета. Однако для определения фазового сдвига требуется знать и период входного сигнала, что усложняет методику. Поэтому используют следующий прием: метки времени  $T_M$  для ЭСЧ получают путем умножения частоты входного сигнала в целое число раз (рис. 9.13).

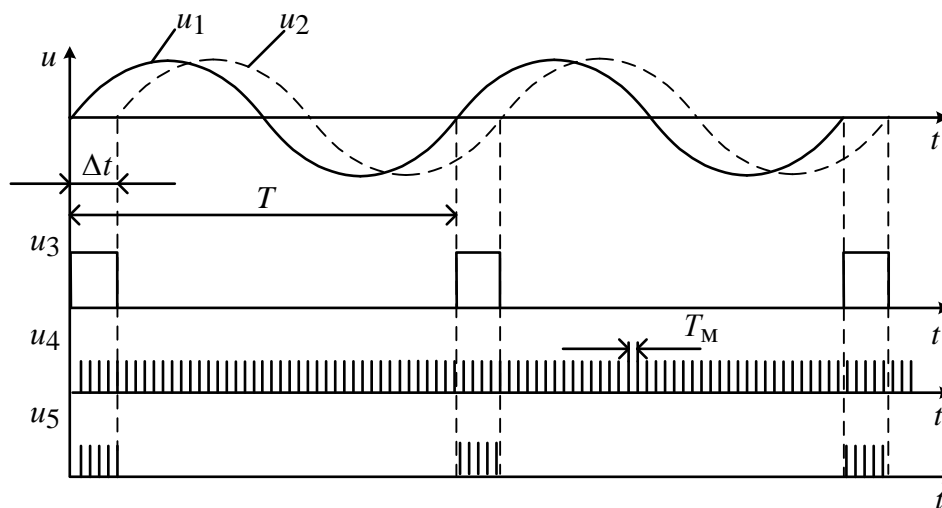
Схема содержит преобразователь фаза–время (как на рис. 9.9), умножитель частоты входного сигнала в  $n$  раз, временной селектор, счетчик и цифровое отсчетное устройство. Измеряемый временной интервал заполняется  $N$  счетными импульсами, следующими с периодом  $T/n$ . Удобно выбрать коэффициент умножения частоты в виде  $n = 36 \cdot 10^m$ , где  $m = 1, 2, 3, \dots$ . Тогда количество сосчитанных импульсов будет кратно измеряемому фазовому сдвигу, выраженному в градусах:

$$N = \frac{\Delta t}{T_M} = \frac{\Delta t}{T} n = \frac{\Delta\varphi}{360^\circ} n = \Delta\varphi 10^{m-1}.$$

Масштабный коэффициент  $10^{m-1}$  учитывают передвдвижением десятичной точки на цифровом табло прибора. Погрешность измерения определяется погрешностью дискретности и погрешностью преобразования фаза–время. Достоинствами такого фазометра являются измерение фазового сдвига за один период входного сигнала, высокая точность и простота.



а



б

Рис. 9.13. Измерение фазового сдвига за один период сигнала:  
а – структурная схема; б – временные диаграммы напряжений

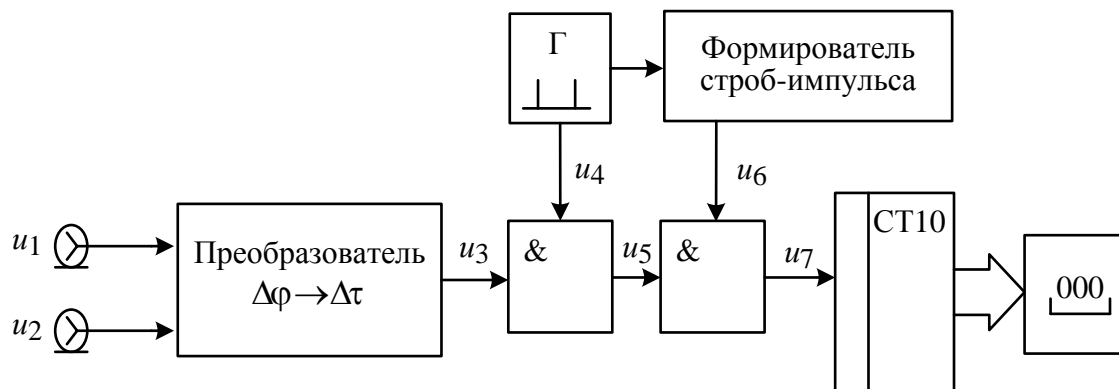
Для уменьшения влияния случайных помех используют цифровые фазометры среднего значения (интегрирующие фазометры) (рис. 9.14, а). Такой фазометр содержит два временных селектора. На первый поступает преобразованный импульс  $u_3$  и метки времени  $u_4$  от высокостабильного генератора импульсов. На выходе получают пакеты импульсов  $u_5$  ( $N$  импульсов в каждой). Эти пакеты подают на второй временной селектор, управляемый прямоугольным строб-импульсом с формирователя  $u_6$ . Длительность строб-импульса  $T_{сч}$  задается делением частоты опорного генератора в  $K = 10^m$  раз. На выход селектора попадает  $M$  пакетов счетных импульсов, содержащих  $NM$  импульсов. Эти импульсы подсчитываются, их число выводится на цифровое табло.

Количество пакетов  $M$ , идущих с периодом входного сигнала  $T$ , определяется длительностью временных ворот  $T_{сч}$ :

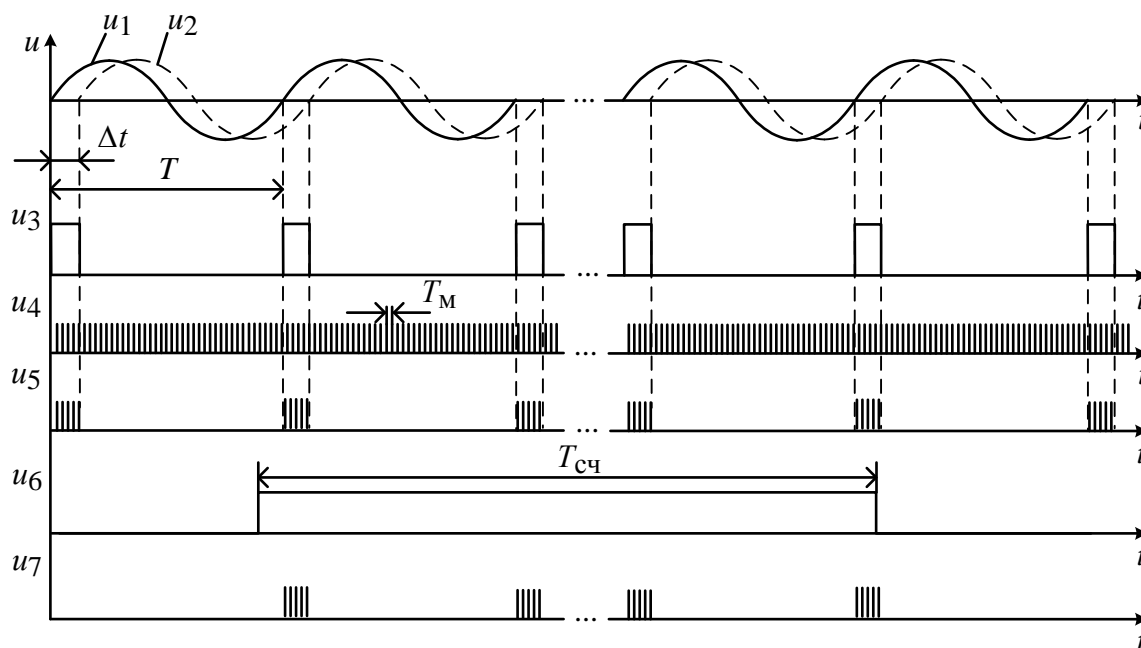
$$M = \frac{T_{сч}}{T} = \frac{T_M K}{T}.$$

Тогда общее количество сосчитанных импульсов будет кратно измеряемому фазовому сдвигу:

$$MN = \frac{T_M K \Delta t}{T T_M} = \frac{\Delta\varphi}{360^\circ} K = \Delta\varphi 10^m.$$



а



б

Рис. 9.14. Измерение среднего фазового сдвига методом дискретного счета:  
а – структурная схема; б – временные диаграммы напряжений

Такой фазометр измеряет средний за  $M$  периодов фазовый сдвиг. Это позволяет уменьшить погрешность дискретности. Также уменьшается случайная погрешность за счет внутренних шумов преобразователя фазавремя. Однако интегрирующие фазометры требуют значительного времени измерения, особенно на низких частотах. Частотный диапазон метода ограничен быстродействием элементов схемы – формирующих устройств, триггера, счетчика, умножителя частоты.

## 9.7. Измерение фазового сдвига с преобразованием частоты

Для измерения фазы на СВЧ применяют преобразование частоты сигналов вниз с сохранением информации о фазовом сдвиге между ними. Такие методы являются основой для создания фазометров СВЧ-диапазона (виды Ф2, ФК2). Структурная схема СВЧ-фазометра (рис. 9.16) включает два идентичных канала для входных сигналов – опорный (ОК) и измерительный (ИК).

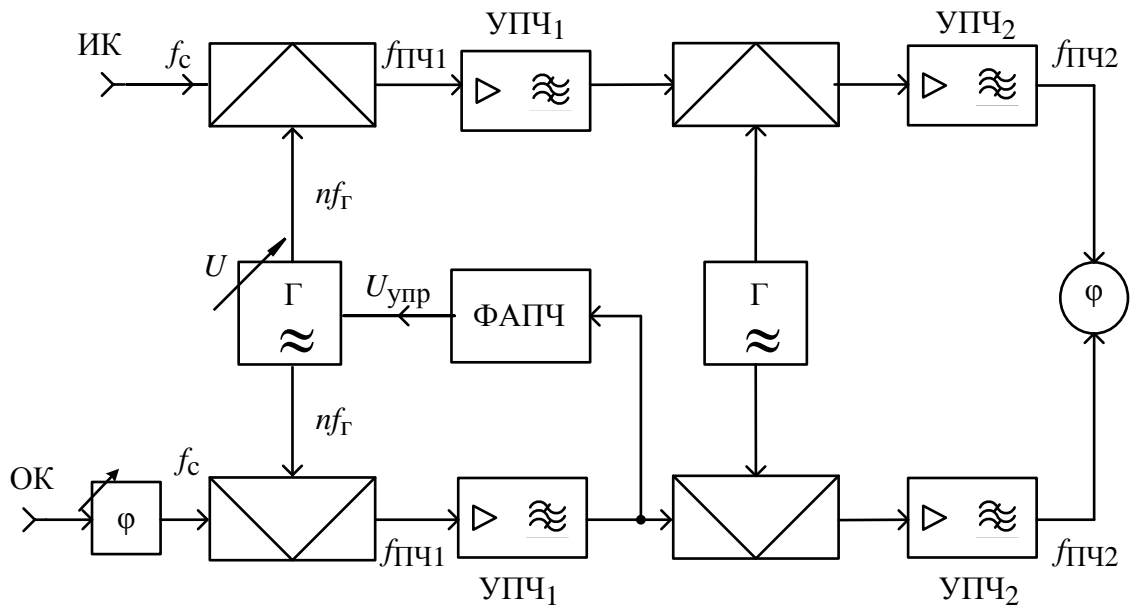


Рис. 9.15. Структурная схема СВЧ-фазометра с преобразованием частоты

В опорном канале иногда предусматривают фазовращатель, используемый для калибровки измерительного тракта прибора. В каждом канале производят двойное преобразование частоты сигналов вниз. При этом важно обеспечить идентичность фазочастотных характеристик каналов. Настройку фазометра на частоту входного сигнала проводят ручным либо электронным изменением частоты гетеродина. При большом рабочем диапазоне частот реализовать перестраиваемый гетеродин без разбивки на поддиапазоны сложно. В этом случае используют гетеродин, выходной сигнал которого содержит большое количество высших гармоник. Частоту его делают относительно невысокой. При подаче входного сигнала с частотой  $f_c$  частоту гетеродина  $f_Г$  подбирают так, чтобы на  $n$ -й гармонике выполнялось условие настройки фазометра:

$$f_c - nf_Г = f_{ПЧ1},$$

где  $f_{ПЧ1}$  – первая промежуточная частота. При небольшой перестройке основной частоты гетеродина на его высших гармониках можно перекрыть

достаточно большой рабочий диапазон частот фазометра. Это позволяет автоматизировать процедуру преобразования частоты, используя систему ФАПЧ гетеродина. Данный способ реализован в стробоскопических преобразователях частоты (рис. 9.16).

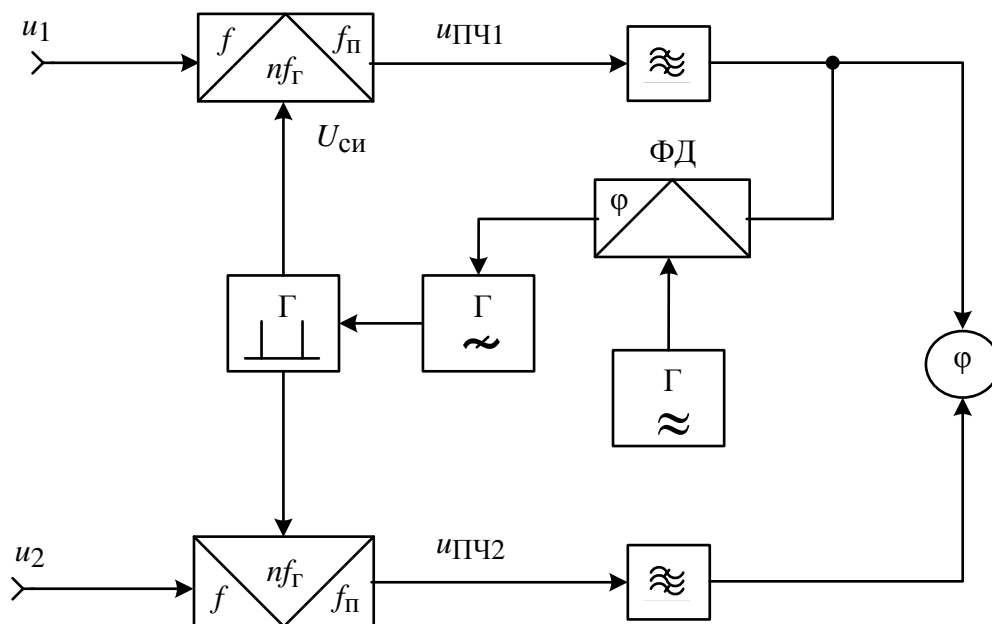


Рис. 9.16. Стробоскопический преобразователь частоты СВЧ-фазометра

Сигнал гетеродина представляет собой последовательность кратковременных строб-импульсов  $U_{си}$  с частотой порядка сотен мегагерц. Длительность импульсов делают малой (десятки пикосекунд). Временные диаграммы преобразования представлены на рис. 9.17.

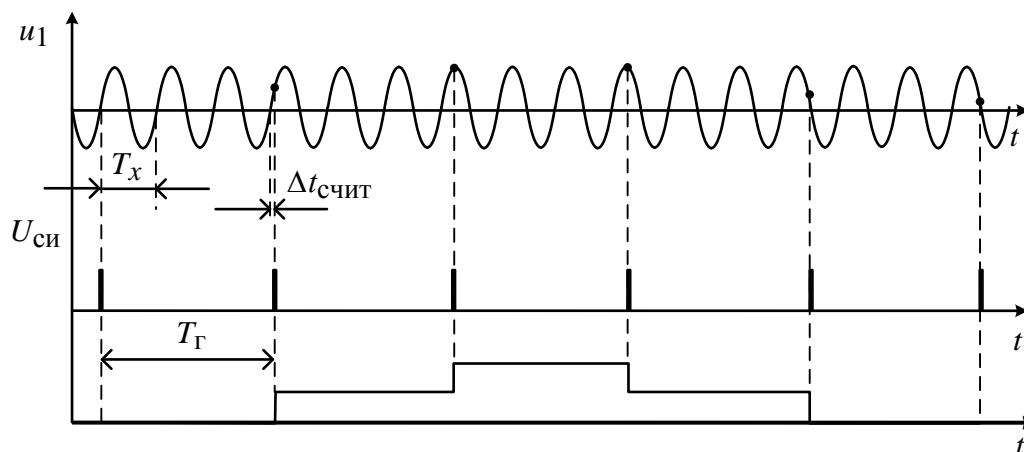


Рис. 9.17. Временные диаграммы сигналов стробоскопического преобразователя

Если период строб-импульсов равен целому числу периодов входного сигнала плюс шаг считывания  $\Delta t_{счит}$ , то огибающая амплитудно-модулированного выходного сигнала смесителя будет близка к синусоидальной (с



погрешностью квантования). Частота этой синусоиды много меньше частоты входного сигнала. Система ФАПЧ подстраивает частоту строб-импульсов до тех пор, пока частота преобразованного сигнала не попадает в полосу пропускания УПЧ. Затем система ФАПЧ по сигналу фазового детектора осуществляет захват частоты гетеродина. Управляющее напряжение на генераторе строб-импульсов в режиме удержания постоянно.

Если частота входного сигнала, например, увеличится, то это приведет к появлению разности фаз опорного генератора и сигнала УПЧ. На выходе фазового детектора появится линейно меняющийся сигнал ошибки, который изменит частоту генератора строб-импульсов до захвата новой частоты. Частота выходного сигнала УПЧ при этом поддерживается постоянной даже при значительном изменении частоты входного сигнала. Стробоскопические преобразователи частоты обеспечивают широкий диапазон частот фазометров (до сотен гигагерц).

Задача подавления зеркального канала решается в фазометрах путем двойного или тройного преобразования частоты. Напомним, что если на входе присутствует помеха с частотой  $f_{\Pi} = f_c - 2f_{ПЧ1}$ , то ее сигнал после преобразования также попадает в полосу пропускания УПЧ ( $nf_{Г} - f_{\Pi} = f_{ПЧ1}$ ), где ее отделить от полезного сигнала уже нельзя. Образуется «зеркальный» канал прохождения помехи. Подавить его можно, выбрав достаточно высокую промежуточную частоту УПЧ и тем самым отодвинув частоту зеркального канала за пределы рабочего диапазона прибора. Перед первым преобразователем ставят полосовой фильтр, выделяющий измеряемый сигнал и подавляющий сигналы помех с частотой зеркального канала. Однако на высокой первой ПЧ измерение фазового сдвига вызывает затруднения. Используют преобразование на вторую, более низкую (порядка сотен килогерц) ПЧ, на которой и производят измерение фазового сдвига методом преобразования во временной интервал (см. рис. 9.17).

Погрешность измерения фазового сдвига с преобразованием частоты составляет единицы градусов и определяется нестабильностью параметров каналов, их неидентичностью, точностью измерителя фазового сдвига на НЧ.

## 10. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОУСТРОЙСТВ

### 10.1. Амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики устройств с сосредоточенными и распределенными постоянными

Общепринятым подходом к теоретическому и экспериментальному исследованиям сложных устройств является их разбиение (декомпозиция) на более простые блоки и элементы. Глубину декомпозиции (степень разбиения) задают, исходя из возможности простого определения параметров этих блоков как расчетными, так и экспериментальными методами. Характеристики всего устройства рассчитывают затем методами теории цепей с использованием различных алгоритмов объединения блоков.

Для описания свойств радиотехнических устройств чаще всего применяют матричные способы. На относительно низких частотах используют матрицы, связывающие гармонические напряжения и токи на входах и выходах устройств (полюсах). Различают *двухполюсники*, имеющие два вывода (полюса); *четырёхполюсники* с двумя входными и двумя выходными полюсами; *многополюсники* – блоки с числом полюсов более четырех. Частотные зависимости элементов матриц полностью характеризуют свойства линейного устройства и позволяют рассчитать изменения сигналов, проходящих через него. В теории электрических цепей получили распространение матрицы  $Z$ -,  $Y$ - и  $H$ -параметров. На основе этих матриц строятся схемы замещения реальных устройств, а также рассчитываются их рабочие параметры: коэффициент передачи по напряжению (току, мощности), входное и выходное сопротивления (проводимости) и пр. Для ВЧ- и СВЧ-радиоустройств с распределенными параметрами чаще применяют волновые матрицы (матрицы рассеяния). Они связывают волны напряжения на входах (портах) устройства. Различают однопортовые элементы (двухполюсники или СВЧ-нагрузки), двухпортовые элементы (четырёхполюсные устройства) и многопортовые СВЧ-соединения (многополюсники СВЧ).

Для характеристики радиотехнических устройств используют их *рабочие параметры*. Наиболее важным является *комплексный коэффициент передачи*, который связывает комплексные амплитуды гармонического воздействия на входе и реакцию цепи на выходе. Для четырёхполюсного устройства это коэффициент передачи по напряжению, равный отноше-

нию комплексных амплитуд напряжений на выходе  $\dot{U}_2 = U_{m2} \exp(j\varphi_2)$  и на входе  $\dot{U}_1 = U_{m1} \exp(j\varphi_1)$ :

$$K(j\omega) = \frac{\dot{U}_{m2}}{\dot{U}_{m1}} = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} \exp(\varphi_2 - \varphi_1).$$

Двухполюсное устройство (нагрузка цепи) описывается полным комплексным сопротивлением (импедансом), поскольку при воздействии на цепь напряжения ее реакцией является ток. Применяют и обратную величину – полную проводимость (адмитанс) двухполюсника.

У СВЧ-устройств коэффициентом передачи называют недиагональный элемент матрицы рассеяния (например,  $S_{21}$  или  $S_{12}$  для противоположного направления передачи сигнала). Он связывает комплексные амплитуды падающей и прошедшей волн при согласованных входах устройства.

Для характеристики передачи мощности через устройство с входа на выход часто используют *ослабление*, дБ, – логарифмический параметр, связанный с модулем коэффициента передачи:

$$A = 10 \lg \left( \frac{P_{\text{ВХ}}}{P_{\text{ВЫХ}}} \right) = -20 \lg (|K(j\omega)|).$$

В случае активных усилительных устройств используют *коэффициент усиления*, дБ, который определяется обратным отношением мощностей:

$$K_p = 10 \lg (P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ВХ}}) = -A.$$

Для многополюсных устройств коэффициент передачи и ослабление вводятся аналогичным образом для каждой пары вход-выход.

Для двухполюсных СВЧ-устройств используют комплексный коэффициент отражения  $\rho_{\text{Н}}$  двухполюсника (СВЧ-нагрузки). Он равен элементу  $S_{11}$  (единственному в матрице рассеяния). Удобно использовать эквивалентное нормированное сопротивление  $Z'_{\text{Н}}$  (или проводимость  $Y'_{\text{Н}}$ ). Оно в общем случае является комплексным, поэтому его называют *полным сопротивлением* (или проводимостью) СВЧ-нагрузки. Полное сопротивление связано с комплексным коэффициентом отражения соотношением

$$Z'_{\text{Н}} = \frac{1}{Y'_{\text{Н}}} = \frac{1 + \rho_{\text{Н}}}{1 - \rho_{\text{Н}}}.$$

Этот параметр безразмерный, он нормирован к волновому сопротивлению подводящей линии передачи.

Широко используют рабочий параметр нагрузки, называемый *коэффициентом стоячей волны* КСВ (или КСВН – коэффициент стоячей волны напряжения). Применяют и обратную ему величину – *коэффициент бегущей волны* (КБВ). Эти параметры характеризуют качество согласования нагрузки; они связаны с модулем коэффициента отражения простым соотношением:

$$\text{КСВН} = \frac{1}{\text{КБВ}} = \frac{1 + |\rho_{\text{H}}|}{1 - |\rho_{\text{H}}|}.$$

*Амплитудно-частотной характеристикой* линейной цепи называют зависимость модуля его комплексного коэффициента передачи от частоты. *Фазочастотная характеристика* – это частотная зависимость аргумента комплексного коэффициента передачи.

Приборы, предназначенные для получения АЧХ, называют *измерителями АЧХ*, или *скалярными* анализаторами цепей (*scalar network analyzer*). На СВЧ они измеряют частотные зависимости КСВН и ослабления. Измерить ФЧХ сложнее – требуется определить фазовые сдвиги между выходным и входным сигналами. Используют фазометры, реализующие, как правило, метод преобразования фазового сдвига во временной интервал. Приборы, измеряющие как АЧХ, так и ФЧХ, называют *векторными* анализаторами цепей (*vector network analyzer*). Для двухполюсных устройств используют *измерители полных сопротивлений*, позволяющие определить частотные зависимости модуля и аргумента полного сопротивления. Далее будут рассмотрены методы и средства измерения только АЧХ.

Для правильной постановки измерительной задачи необходимо представить подключение исследуемого устройства с учетом свойств реальных генератора и нагрузки. На рис. 10.1 приведена общая схема включения четырехполюсника между источником гармонического напряжения с внутренним выходным импедансом  $Z_{\Gamma}$  и нагрузкой, характеризующейся импедансом  $Z_{\text{H}}$ . Выходное напряжение  $U_2$  зависит от сопротивления нагрузки, которое должно быть заранее оговорено. Во многих случаях сопротивление нагрузки задают стандартным (например, 50, 75, 600 Ом). Вторым важным момент – зависимость частотной характеристики от выходного сопротивления генератора. Если под АЧХ понимать отношение  $U_2/U_1$ , то  $Z_{\Gamma}$  на форму характеристики не влияет. Однако во многих практических

задачах интерес представляет частотная зависимость отношения  $U_2/U_Г$ . При этом частотную зависимость определяют при постоянной амплитуде генератора  $U_Г$ , а не входного напряжения  $U_1$ . Последнее может иметь зависимость от частоты, поэтому вид АЧХ будет другим.

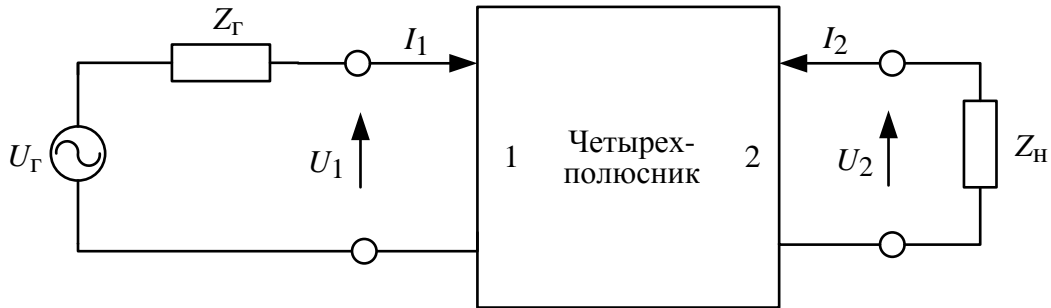


Рис. 10.1. Обобщенная схема включения четырехполюсника в схему измерения АЧХ

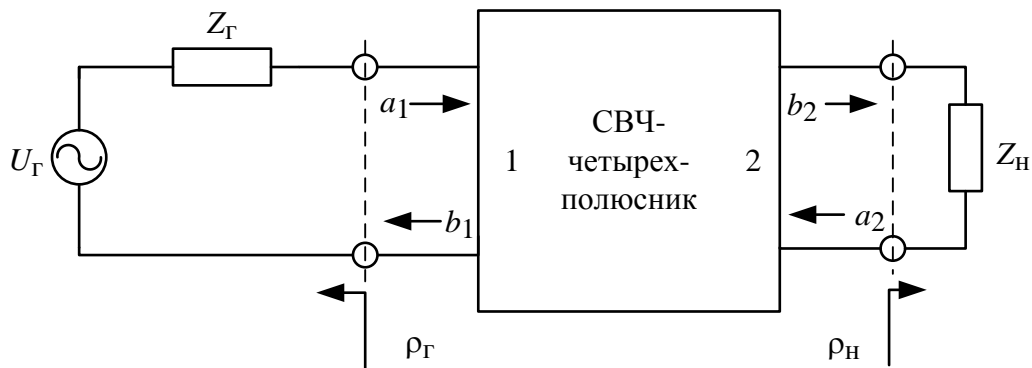


Рис. 10.2. Представление исследуемого устройства в виде СВЧ-четырёхполюсника

Аналогичный подход применяют и в случае СВЧ-устройств (рис. 10.2). Если используют согласованные генератор ( $Z_Г = Z_0$ ) и нагрузку цепи ( $Z_Н = Z_0$ ), то коэффициент передачи и ослабление СВЧ-четырёхполюсника выражаются через модуль элемента  $S_{21}$  его матрицы рассеяния. При рассогласованных генераторе и нагрузке вид частотных характеристик меняется. Отличие можно учесть расчетным путем, зная параметры генератора и нагрузки четырёхполюсника. Приведенные соображения можно распространить и на СВЧ-многополюсники. Недиagonальные элементы матрицы рассеяния представляют собой коэффициенты передачи между соответствующими входами. Они измеряются, как отношение комплексных амплитуд соответствующих волн при согласовании всех подводящих линий передачи.

Понятие комплексного коэффициента передачи и, следовательно, АЧХ применимо к линейным устройствам. Его используют и в случае активных усилителей, фильтров и пр. при условии, что входное и выходное

напряжения представляют собой неискаженные гармонические колебания одной частоты. Например, в случае резонансного усилителя, работающего в режиме отсечки, отфильтрованное напряжение первой гармоники на выходе нелинейного активного элемента принимают за выходное гармоническое напряжение, амплитуда которого и определяет частотную характеристику устройства. Отметим, что в таких устройствах АЧХ обычно зависит от уровня входного сигнала и режима работы устройства. Понятие АЧХ используют и в более сложных случаях, например, для описания преобразователей, смесителей и умножителей частоты. В этих случаях частоты входного и выходного сигналов отличаются. АЧХ для них формально применяется как характеристика преобразования сигнала по амплитуде (ФЧХ при этом не используется).

Наиболее часто приходится измерять АЧХ *фильтров*. Это устройства, осуществляющие частотную селекцию сигналов. Различают фильтры низких частот (ФНЧ), высоких частот (ФВЧ), полосно-пропускающие (ППФ) и полосно-заграждающие (ПЗФ) фильтры. На рис. 10.3 представлены типичные частотные характеристики полосно-пропускающих фильтров в линейном (рис. 10.3, а) и логарифмическом (рис. 10.3, б) масштабах по уровню.

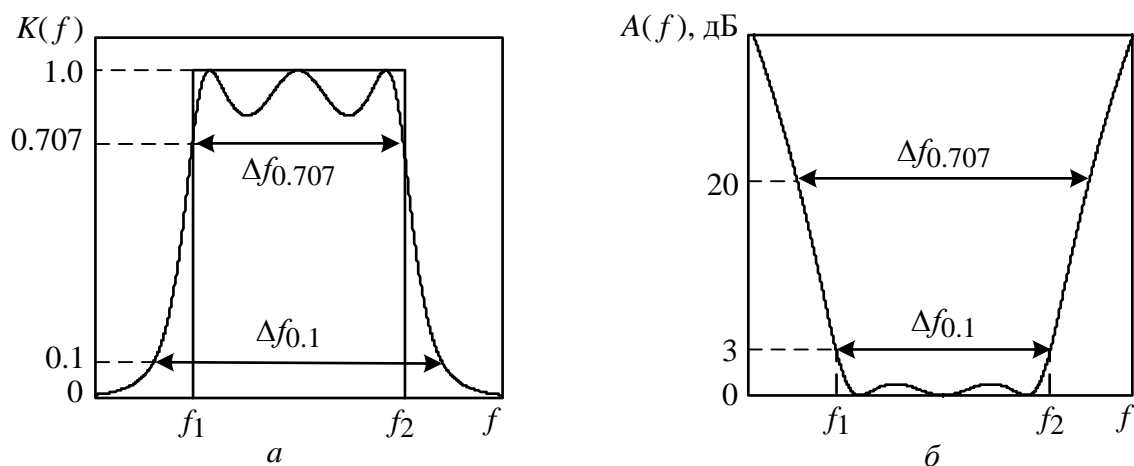


Рис. 10.3. Типичные АЧХ полосно-пропускающего фильтра

Коэффициент передачи чаще строят в линейном масштабе по оси уровня (относительные единицы), ослабление – в логарифмических единицах. Ось частот, как правило, имеет линейный масштаб. Однако для фильтров, работающих в широком диапазоне частот с большим коэффициентом перекрытия  $f_2 / f_1$ , график АЧХ в линейном масштабе неудобен. В логарифмическом масштабе по частоте график оказывается растянутым в низкочастотной области, поэтому наблюдающийся там склон АЧХ хорошо виден.

Вид АЧХ определяет рабочие параметры фильтров. Для ППФ наиболее важным параметром является *полоса пропускания*  $\Delta f$  – диапазон частот, в котором спад АЧХ или ослабление фильтра не превышает заданного значения. Чаще всего используют ширину полосы пропускания по уровню  $K(f)/K_0 = 0.707$  (–3 дБ), где  $K_0$  – максимальное значение АЧХ. Форму АЧХ характеризует *коэффициент прямоугольности* – отношение ширины полосы пропускания, измеренной по одному уровню  $d_1$ , к ширине полосы пропускания, измеренной по другому уровню  $d_2$ . Удобно выбрать уровни  $d_1$  и  $d_2$  равными 0.707 и 0.1 (–3 и –20 дБ) соответственно. Тогда коэффициент прямоугольности будет меньше единицы для реального фильтра и будет стремиться к единице для идеального ППФ:

$$K_{\Pi} = \Delta f_{0.707} / \Delta f_{0.1}.$$

Полоса пропускания ФНЧ ограничена нулевой частотой и верхней частотой среза  $f_2$ . Полоса ФВЧ занимает область частот от нижней частоты среза до бесконечности. Частотная характеристика ПЗФ соответствует перевернутой АЧХ полосно-пропускающего фильтра. Ее параметром является *полоса заграждения*, которую отсчитывают по заданному уровню (обычно +3 дБ, т. е. в 1.41 раз больше минимума АЧХ).

## 10.2. Измерение АЧХ в дискретных точках

Наиболее простой метод измерения АЧХ – это определение зависимости отношения амплитуд выходного и входного напряжений гармонического сигнала в отдельных частотных точках с последующей интерполяцией всей кривой (метод измерения «по точкам»). На практике обычно снимают зависимость амплитуды напряжения на выходе исследуемого устройства  $U_2$  от частоты при постоянной амплитуде  $U_{\Gamma}$ . Структурная схема измерительной установки представлена на рис. 10.4, а. Используют перестраиваемый генератор гармонических колебаний с известным (стандартным) внутренним сопротивлением  $Z_{\Gamma}$ . Иногда этот метод называют «методом известного генератора». В качестве вольтметра может быть использован любой вольтметр переменного тока.

Генератор последовательно настраивают на ряд выбранных частот, амплитуду  $U_2 = U_{\text{вых}}$  измеряют на сопротивлении нагрузки  $Z_{\text{н}}$ . При этом амплитуду генератора  $U_{\Gamma}$  поддерживают постоянной. Зависимость отноше-

ния амплитуд от частоты  $U_{\text{ВЫХ}}(f) / U_{\Gamma}$ , построенная по результатам измерений с интерполяцией промежуточных точек, представляет собой АЧХ исследуемой цепи при стандартном выходном сопротивлении (рис. 10.4, б).

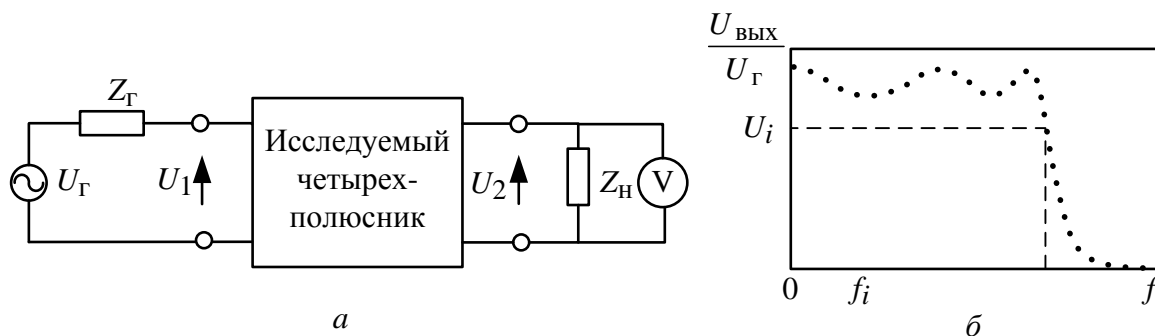


Рис. 10.4. Измерение АЧХ четырехполюсника по точкам

Для снижения влияния параметров генератора на точность измерения АЧХ используют другую схему включения генератора. В ней предусмотрен второй вольтметр и добавочное сопротивление  $Z_0$ , равное нужному сопротивлению источника сигнала (рис. 10.5).

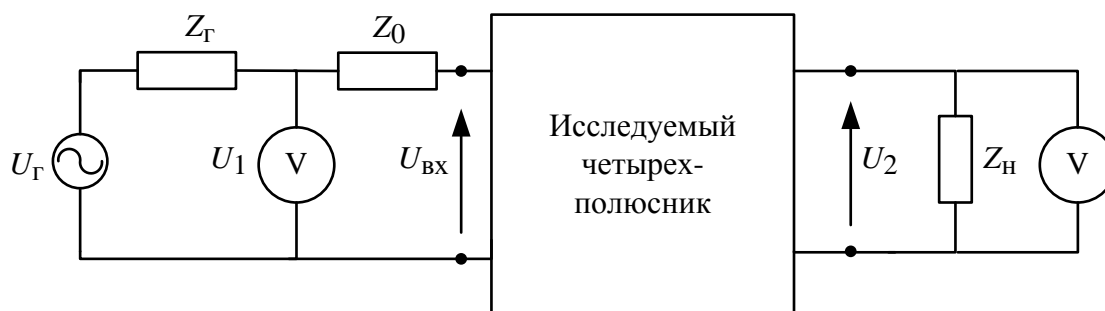


Рис. 10.5. Измерение АЧХ четырехполюсника по точкам с помощью двух вольтметров

АЧХ определяют как отношение показаний вольтметров  $U_2/U_1$  в каждой частотной точке. Такой способ измерения в литературе называют «метод  $Z$ », его используют для измерения АЧХ с высокой точностью.

При измерении АЧХ СВЧ-устройств требуется определять модуль отношения волн на входах. Общая схема измерения коэффициентов матрицы рассеяния (коэффициентов отражения  $S_{11}$  и передачи  $S_{21}$ ) представлена на рис. 10.6. Метод основан на выделении сигналов падающей, отраженной и проходящей волн с помощью направленных ответвителей (НО), поэтому его называют *методом разделения волн*. Сигналы с выходов НО, несущие информацию об амплитудах падающей  $a_1$ , отраженной  $b_1$  и проходящей  $b_2$  волн, подают на измеритель отношений. Здесь определяют отношения амплитуд волн и модули  $S_{11}$  и  $S_{21}$  в каждой частотной точке.



Для измерения  $S_{22}$  и  $S_{12}$  исследуемое устройство надо подключить наоборот: к генератору вход 2, к нагрузке – вход 1.

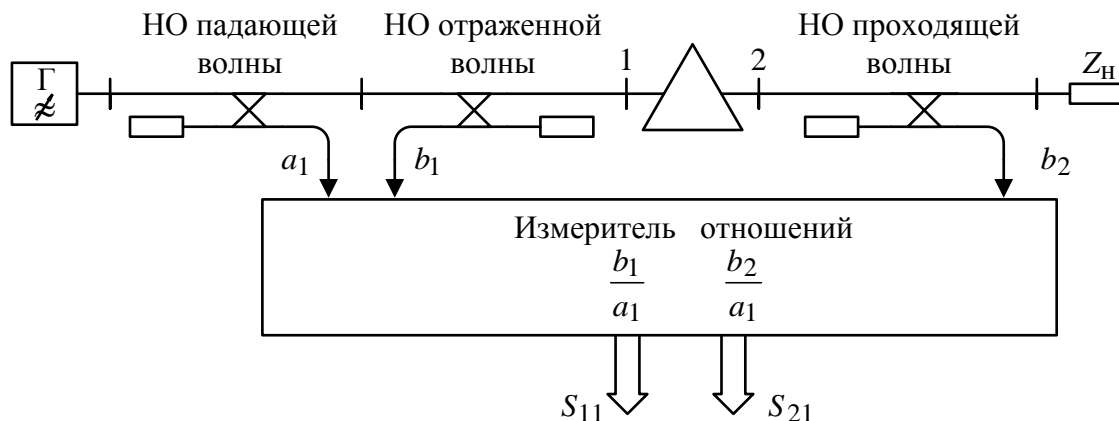


Рис. 10.6. Измерение АЧХ СВЧ-устройства методом разделения волн

Измерение АЧХ по точкам обеспечивает достаточно высокую точность. Основными источниками погрешностей являются:

- погрешность установки частоты генератора;
- погрешность установки амплитуды напряжения на выходе генератора и ее нестабильность в процессе измерения АЧХ;
- погрешность вольтметра, измеряющего напряжение на выходе цепи;
- погрешность установки внутреннего сопротивления генератора;
- влияние конечного входного импеданса вольтметра на выходное напряжение цепи;
- погрешность интерполяции кривой АЧХ между измеренными точками.

Вклад первых четырех источников в общую погрешность измерения может быть уменьшен использованием приборов более высокого класса точности. Вольтметр следует выбирать с большим входным сопротивлением и минимальной входной емкостью. Для уменьшения погрешностей интерполяции следует увеличить число частотных точек и выбрать оптимальный метод расчета.

Основной недостаток измерений АЧХ по точкам – его трудоемкость и длительность. Кроме того, при заранее неизвестном виде АЧХ произвольный выбор измеряемых частотных точек может привести к пропуску ее характерных особенностей (в областях резкого изменения АЧХ). При длительных измерениях сказывается влияние температуры, дрейфа питающих напряжений на исследуемое устройство. Эти недостатки преодолены в панорамных измерителях АЧХ, где используют генератор с электронной перестройкой частоты.

### 10.3. Панорамный метод измерения АЧХ

Панорамным метод называют из-за использования осциллографического индикатора, на котором показывается кривая АЧХ сразу во всем исследуемом диапазоне частот. Суть метода – применение в качестве источника входного сигнала генератора, управляемого по частоте напряжением. Частота генератора при этом линейно меняется в пределах установленного диапазона измерения АЧХ, а затем сбрасывается в исходную точку («качание» частоты). Поэтому такой генератор принято называть *генератором качающейся частоты*. Выходной сигнал детектируется и подается на осциллографический индикатор. При постоянной амплитуде генератора вертикальная ось на экране соответствует уровню АЧХ. Развертка изображения на индикаторе осуществляется тем же пилообразным напряжением, которым управляется ГКЧ. Это создает на экране горизонтальную ось частот.

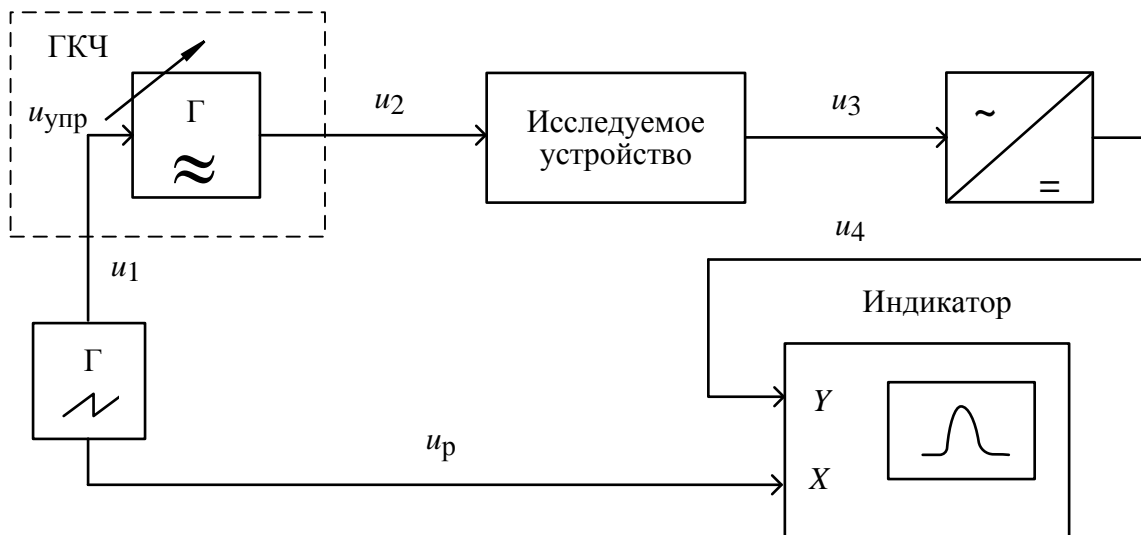


Рис. 10.7. Упрощенная структурная схема измерителя АЧХ

Приборы, реализующие панорамный метод, называют *измерителями АЧХ* (группа Х1 по ГОСТу). В диапазоне СВЧ панорамные измерители КСВН и ослабления относят к группе Р2 (скалярные измерители частотных характеристик).

Структурная схема измерителя АЧХ представлена на рис. 10.7. Он состоит из генератора управляющего пилообразного напряжения (оно же – напряжение развертки), ГКЧ, детектора и осциллографического индикатора. ГКЧ вырабатывает гармонический сигнал  $u_2$  с постоянной амплитудой и меняющейся по линейному закону мгновенной частотой от  $f_1$  до  $f_2$  (рис. 10.8).

Закон изменения частоты повторяет форму модулирующего напряжения  $u_1 = u_{\text{упр}}(t)$ :

$$f_{\text{ГКЧ}} = f_1 + \frac{f_1 - f_2}{U_{\text{упр max}}} u_{\text{упр}}(t).$$

Сигнал с ГКЧ проходит через исследуемое устройство. Его амплитуда меняется в зависимости от АЧХ устройства (сигнал  $u_3$  на рис. 10.8).

Выделяя огибающую сигнала  $u_3$  с помощью линейного детектора, получают сигнал  $u_4$ , повторяющий форму АЧХ устройства. Его подают на канал Y осциллографического индикатора.

Поскольку в ГКЧ установлено взаимно-однозначное линейное соответствие между напряжением развертки и частотой генератора, горизонтальная ось экрана является осью частоты. На осциллографическом индикаторе будет воспроизведена кривая зависимости выходного напряжения от частоты. При постоянной амплитуде напряжения ГКЧ это будет график АЧХ коэффициента передачи устройства в декартовой системе координат.

Перечислим следующие условия неискаженного воспроизведения формы АЧХ на экране:

1. Линейность закона частотной модуляции (зависимость частоты от управляющего напряжения). Она определяет равномерность оси частот на индикаторе. Отметим, что нелинейность временной зависимости пилообразного напряжения влиять на форму изображения АЧХ практически не будет.

2. Линейность детектора. Она обеспечивает постоянство коэффициента отклонения луча по вертикали экрана. При малых амплитудах сигнала характеристика детектора ближе к квадратичной. Усилить сигнал перед детектором не всегда возможно (например, в диапазоне СВЧ), поэтому в измерителях КСВН и ослабления приходится использовать квадратичную шкалу уровня АЧХ.

3. Постоянство амплитуды ГКЧ в диапазоне качания частоты. Зависимость выходной амплитуды ГКЧ от частоты называют *собственной АЧХ* измерителя. Ее определяют при прямом соединении выхода ГКЧ с входом

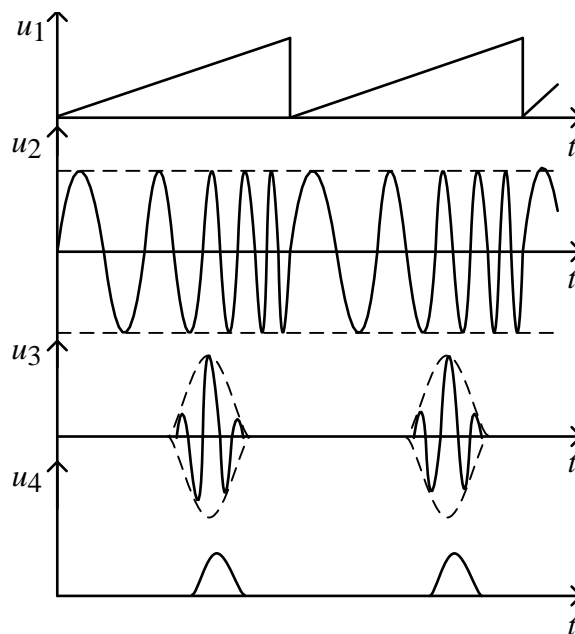


Рис. 10.8. Осциллограммы сигналов в измерителе АЧХ

индикаторного блока при калибровке прибора. Неравномерность собственной АЧХ приводит к появлению систематической погрешности измерений.

#### 4. Минимизация динамических искажений изображения АЧХ.

Динамические искажения характерны для панорамного метода измерения АЧХ. При медленном изменении частоты ГКЧ огибающая выходного сигнала повторяет форму АЧХ. Однако при исследовании АЧХ узкополосных устройств и при быстром изменении частоты в них возникает длительный переходный процесс. Амплитуда выходного сигнала уже не будет пропорциональна АЧХ в каждой частотной точке. Возникнут динамические искажения формы наблюдаемой кривой. Эти искажения приводят к систематической погрешности измерения АЧХ, которая носит методический характер и не зависит от аппаратной части прибора. Для минимизации динамических искажений необходимо правильно выбрать скорость изменения частоты ГКЧ.

В качестве примера рассмотрим динамические искажения при измерении АЧХ одиночного резонансного контура. Частота ГКЧ меняется от начальной  $f_1$  до конечной  $f_2$  по линейному закону. Время анализа АЧХ равно периоду развертки  $T_p$ . Тогда скорость изменения частоты равна:

$$v_f = \frac{f_2 - f_1}{T_p}.$$

Одиночный контур имеет добротность  $Q$  и резонансную частоту  $f_0$ . Полоса пропускания контура  $\Delta f$  по уровню 0.707 связана с добротностью простым соотношением  $Q = \frac{f_0}{\Delta f}$ . Постоянная времени контура (время затухания огибающей импульсной реакции в  $e$  раз):

$$\tau_k = \frac{2Q}{\omega_0} = \frac{Q}{\pi f_0} = \frac{1}{\pi \Delta f}.$$

Степень динамических искажений кривой АЧХ оценивают коэффициентом динамических искажений  $\mu$ . Он равен отношению постоянной времени  $\tau_k$  цепи ко времени пребывания частоты в пределах полосы пропускания:

$$\tau_0 = \frac{\Delta f}{v_f} = \frac{\Delta f T_p}{f_2 - f_1},$$

отсюда найдем оценку  $\mu$  для одиночного контура:

$$\mu = \frac{\tau_k}{\tau_0} = \frac{f_2 - f_1}{\pi (\Delta f)^2 T_p}.$$

Считаются допустимыми искажения кривой при  $\mu \leq 0.1$ . Отсюда вытекает условие получения неискаженной кривой АЧХ:

$$T_p \geq \frac{f_2 - f_1}{0.1\pi(\Delta f)^2}.$$

Полученное выражение устанавливает связь между периодом развертки (временем анализа АЧХ), частотным диапазоном измерения и полосой пропускания исследуемого устройства. Видно, что для минимизации динамических искажений надо увеличивать время измерений либо уменьшать частотный диапазон измерений АЧХ. Для исследования узкополосных устройств в измерителях АЧХ предусматривают режим ручной перестройки частоты, при котором время измерений можно сделать очень большим.

На рис. 10.9 представлены типичные искажения кривой АЧХ одиночного контура. Расчет переходного режима контура показывает, что они проявляются:

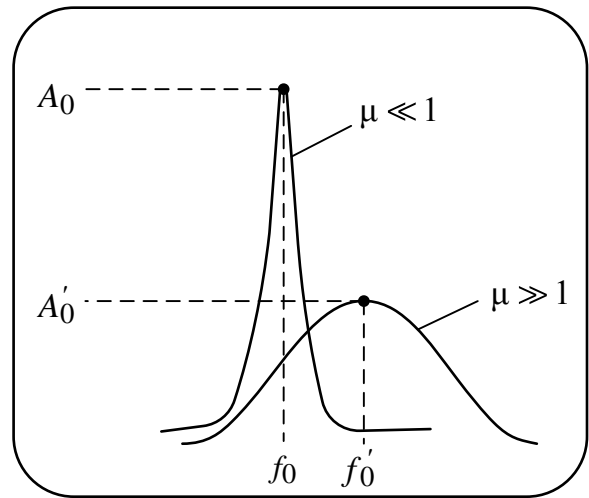


Рис. 10.9. Динамические искажения АЧХ колебательного контура

- в смещении вершины  $\frac{f'_0 - f_0}{f_0} \approx 1.27 \mu$ ;
- снижении ее уровня  $\frac{A'_0 - A_0}{A_0} \approx -0.42 \mu^2$ ;
- расширении кривой на уровне  $0.707 \frac{\Delta f' - \Delta f}{\Delta f} \approx 1.04 \mu^2$ .

Отметим, что из-за наличия динамических искажений целесообразно использовать линейный закон изменения частоты во времени. Тогда скорость изменения частоты на экране постоянна и степень динамических искажений одинакова. В противном случае динамические искажения будут отличаться в разных точках экрана, что приводит к еще большим погрешностям кривой АЧХ.

Для оценки степени динамических искажений иногда применяют треугольный закон модуляции частоты. При возрастании управляющего на-

пряжения кривая смещается вправо, при убывании – влево. Изображение АЧХ как бы раздваивается, что позволяет выявлять наличие даже небольших динамических искажений.

#### **10.4. Устройство измерителей АЧХ**

Основной блок измерителя АЧХ – ГКЧ – представляет собой источник гармонического сигнала с меняющейся во времени частотой. Главное требование к ГКЧ – перестройка в широком частотном диапазоне при минимальной неравномерности уровня выходного сигнала. Для исследования устройств с большим ослаблением генератор должен иметь повышенное выходное напряжение. При исследовании активных устройств входной сигнал задается с учетом минимальных нелинейных искажений, поэтому уровень сигнала ГКЧ должен быть регулируемым в широких пределах.

Генератор должен обеспечить минимальный уровень побочных составляющих спектра (гармонических и негармонических). При наличии в сигнале ГКЧ высших гармоник они будут сдвигаться вместе с основной частотой. Может возникнуть ситуация, когда в полосу пропускания исследуемого устройства могут попасть высшие гармоники сигнала ГКЧ, что приведет к искажению кривой АЧХ и появлению ложных изображений на экране измерителя. Задачи построения ГКЧ, удовлетворяющие всем этим требованиям, решают по-разному в зависимости от области рабочих частот.

В ГКЧ применяют различные типы автогенераторов (транзисторные, диодные) с колебательными системами, частота которых меняется электрически. Наиболее часто перестройка резонансных систем ГКЧ производится варикапами – электрически управляемыми конденсаторами. К достоинствам таких схем относят малые габариты, удобство управления, низкие напряжения, высокую скорость перестройки. Среди недостатков можно указать малый диапазон перестройки, нелинейность характеристики управления, температурную зависимость емкости варикапа. Реже применяют нелинейные индуктивности, управляемые постоянным током подмагничивания.

В диапазоне СВЧ большую популярность завоевали ГКЧ с резонаторами на монокристаллическом железиттриевом гранате (ЖИГ-резонаторы). Резонансная частота такой колебательной системы меняется в широких пределах внешним магнитным полем. ЖИГ-резонатор представляет собой сферу диаметром 0.5...1 мм, помещенную между полюсами электромагни-

та. Резонансная частота ЖИГ-сферы линейно зависит от напряженности постоянного поля электромагнита и, следовательно, от тока в его обмотке. Регулировкой магнитного поля меняют частоту генерации. Зависимость частоты генератора с ЖИГ-резонатором от напряженности магнитного поля практически линейна. Недостатками таких систем являются относительно медленная перестройка частоты из-за ограниченной скорости изменения тока в катушке электромагнита, большая потребляемая мощность в электромагните.

Для НЧ-измерителей используют ГКЧ с преобразованием частоты (генераторы на биениях). Гетеродинное преобразование частоты вниз (рис. 10.10) позволяет получить большое относительное перекрытие частот (вплоть до нулевой частоты). Схема содержит высокочастотный генератор ЧМ-сигнала, смеситель и перестраиваемый генератор с фиксированной частотой (гетеродин). На выходе ФНЧ выделяет разностную частоту. Это позволяет сместить частоту вниз и расширить относительный диапазон качания.

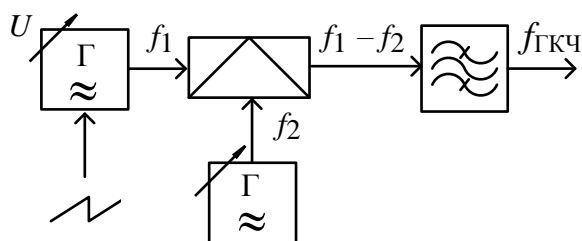


Рис. 10.10. ГКЧ с преобразованием частоты

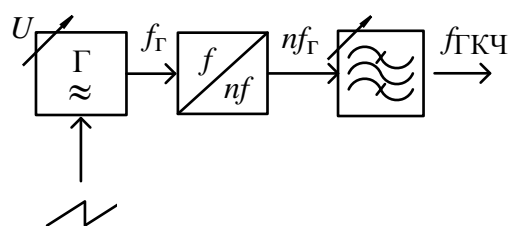


Рис. 10.11. ГКЧ с умножением частоты

При построении ГКЧ ВЧ-диапазона часто используют *умножение частоты* (рис. 10.11). Сигнал с ГКЧ низких частот подают на умножитель частоты (генератор гармоник). Фильтр выделяет полосу частот, в которой находится одна из высших гармоник умножителя. Перестраивая фильтр и выбирая номер выделяемой гармоники, переключают диапазоны качания частоты выходного сигнала. Так, при вариации частоты генератора в пределах 100...120 МГц на 100-й гармонике получим ГКЧ с перекрытием 10...12 ГГц. К сожалению, уровень сигнала высших гармоник невелик, поэтому применяют умножение частоты в небольшое число раз (2–4 раза). Такие схемы часто используются в транзисторных генераторах ВЧ- и СВЧ-диапазона.

В диапазоне СВЧ наиболее предпочтительный способ построения ГКЧ – использование приборов, имеющих электронную перестройку частоты генерации. Таким свойством обладают клистроны и диоды Ганна,

однако диапазон перестройки этих приборов часто недостаточен, а неравномерность выходной мощности велика. В ГКЧ сантиметровой и миллиметровой диапазонов используют лампы обратной волны (ЛОВ), у которых частота генерации зависит от напряжения между катодом и замедляющей системой. Такие приборы обеспечивают диапазон электронной перестройки в пределах от долей гигагерц до сотен гигагерц.

Задачу стабилизации уровня выходного сигнала (мощности) ГКЧ решают, вводя в состав генератора систему автоматической регулировки амплитуды (АРА) или мощности (АРМ), которая использует петлю ООС. Выходной сигнал ГКЧ детектируется (преобразуется в постоянное напряжение) и сравнивается с опорным напряжением. Сигнал ошибки усиливается и подается на устройство, плавно регулирующее выходной уровень сигнала. Это может быть электрически управляемый аттенуатор в выходном тракте генератора или широкополосный усилитель с управляемым коэффициентом передачи. Используют также изменение режима автогенератора (например, подстройку напряжения питания транзистора). Однако это нежелательно, так как при изменении режима ухудшаются другие параметры – стабильность частоты, уровень побочных излучений и пр.

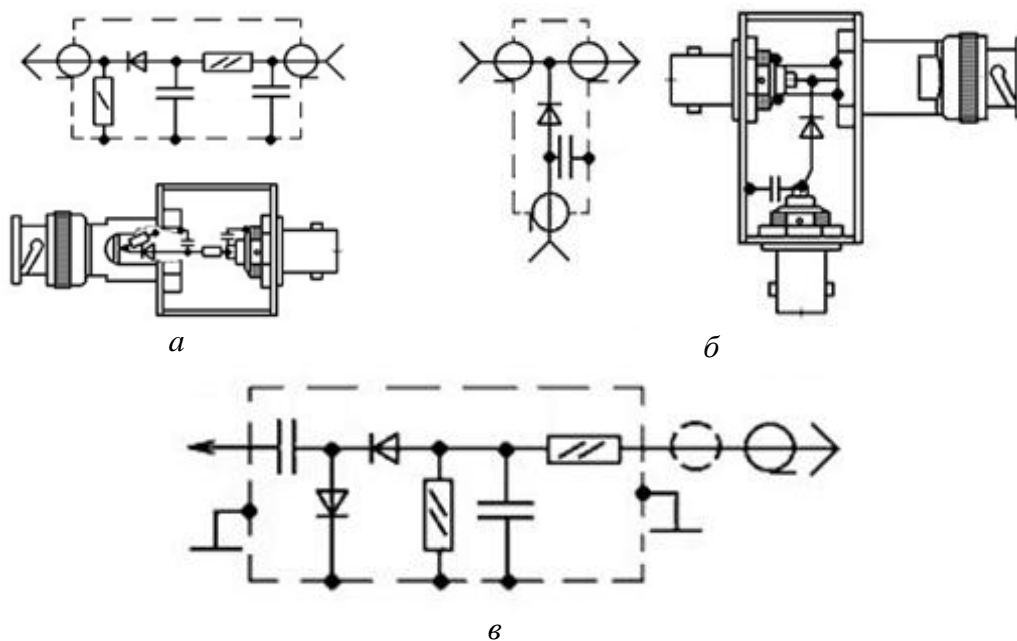


Рис. 10.12. Детекторные головки измерителей АЧХ:  
а – согласованная; б – проходная; в – высокоомная

Система АРА применяется и для плавной регулировки выходной мощности ГКЧ, для чего предусматривают возможность ручного изменения уровня опорного напряжения.



*Индикаторный блок* измерителя АЧХ построен по принципу вольтметра переменного тока. На низких частотах используют схему «усилитель–детектор». Выходной сигнал с устройства подают на широкополосный усилитель, на выходе которого включен детектор огибающей. Сигнал с детектора, повторяющий форму АЧХ устройства, подают на канал вертикального отклонения осциллографического индикатора. На ВЧ и СВЧ усиление сигнала в широкой полосе частот вызывает затруднения. В этом случае используют схему «детектор–усилитель», характерную для амплитудных ВЧ-вольтметров. Для уменьшения искажений за счет соединительных кабелей амплитудные детекторы чаще всего размещают в выносных детекторных головках. Различают три типа детекторных головок измерителей АЧХ: согласованная оконечная, высокоомная и проходная головки (рис. 10.12).

Различают три типа детекторных головок измерителей АЧХ: согласованная оконечная, высокоомная и проходная головки (рис. 10.12). Согласованную детекторную головку включают на конце линии передачи. Она должна иметь входное сопротивление, равное волновому сопротивлению линии (50 или 75 Ом), малый КСВН и равномерную АЧХ в рабочей полосе частот измерителя. Высокоомная детекторная головка предназначена для подключения в исследуемую цепь с минимальным влиянием на ее параметры. Ее используют в ВЧ-диапазоне (до нескольких сотен мегагерц). Проходную детекторную головку применяют для контроля уровня сигнала на входе устройства, например, для измерения собственной АЧХ ГКЧ. Она не должна влиять на амплитуду сигнала в линии передачи.

### **10.5. Методы измерения АЧХ в панорамных приборах**

Панорамные приборы позволяют не только наблюдать форму АЧХ, но и измерять ее значения (уровень и частоту) в отдельных точках кривой. Измерение уровня АЧХ наиболее часто производят методом калиброванных шкал (аналогично электронно-лучевому осциллографу). На экране измерителя АЧХ предусматривают прямоугольную сетку со шкалой уровня (в относительных единицах или в дБ). Измерение АЧХ производится по этой шкале подсчетом количества делений в интересующем интервале по вертикали. Перед измерениями необходимо откалибровать шкалу по двум уровням. Нулевой уровень устанавливается регулировкой смещения осциллограммы по вертикали в отсутствие сигнала на входе индикаторного блока. Уровень единичного коэффициента передачи (или уровень 0 дБ) ус-

танавливают регулировкой чувствительности канала вертикального отклонения при подаче сигнала с ГКЧ прямо на вход индикатора. При этом можно на экране наблюдать собственную АЧХ прибора и при необходимости измерить ее.

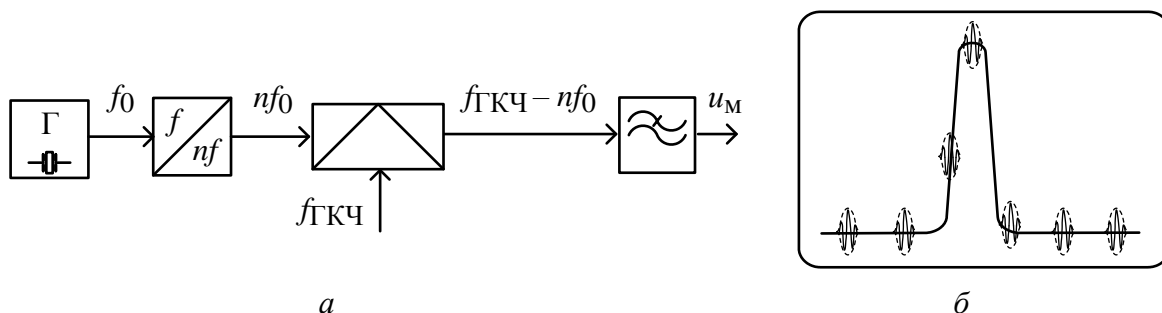


Рис. 10.13. Генератор равноотстоящих частотных меток:  
а – структурная схема; б – вид АЧХ с частотными метками

Частотную ось калибруют с помощью частотных меток. Их создают с помощью образцового кварцевого генератора гармоник и смесителя (рис. 10.13, а). Сигнал с ГКЧ подают на смеситель, на выходе которого ставят узкополосный ФНЧ. Он выделяет сигнал  $u_M$  с разностной частотой преобразованного сигнала, близкой к нулевой частоте. Этот сигнал называют «нулевыми биениями». Он появляется в моменты времени, когда частота ГКЧ совпадает с какой-либо гармоникой частоты кварцевого генератора. Сигнал нулевых биений подают в канал  $Y$  индикатора. На экране появляются изображения равноотстоящих частотных меток (рис. 10.13, б). Расстояние между ними соответствует частоте эталонного генератора. Регулируя размер изображения по горизонтали, можно совместить частотные метки с отметками шкалы прибора и тем самым получить калиброванную шкалу частоты.

Аналогичным методом создают на экране одиночную метку, которую можно вручную перемещать по экрану. Для этого вместо генератора гармоник к смесителю необходимо подключить образцовый ВЧ-генератор с плавной регулировкой частоты. На выходе фильтра появится одна метка только в момент совпадения частоты ГКЧ с частотой ВЧ-генератора. Меняя эту частоту, можно перемещать метку по осциллограмме АЧХ и оцифровать ее по частоте.

Наиболее точные частотные измерения производят с использованием стоп-метки. На пилообразном напряжении развертки создают ступеньку фиксированной длительности (см. рис. 6.11). В течение ступеньки на экра-

не образуется яркая точка – частотная метка. Положение метки меняют вручную, регулируя время начала ступеньки. В момент остановки частоты вырабатывается импульс запуска. ЭСЧ измеряет частоту ГКЧ, соответствующую моменту остановки частоты. Преимуществом метода стоп-метки является высокая точность измерения частоты, недостатком – увеличение времени измерения АЧХ. Отметим, что в точке остановки частоты отсутствуют динамические искажения, что позволяет определять точное значение АЧХ.

Измеритель АЧХ отображает кривую частотной зависимости в декартовой системе координат частота–уровень. Соответственно, он имеет две группы параметров, связанных с измерением частоты (частотные параметры) и уровня (амплитудные параметры).

*Частотные параметры:*

1. Диапазон рабочих частот.
2. Максимальная полоса качания частоты и пределы ее перестройки.
3. Диапазон установки времени перестройки частоты (длительность развертки, время измерения АЧХ).
4. Предел допускаемой погрешности измерения частоты в отдельных точках АЧХ.
5. Нелинейность частотного масштаба по оси  $X$ , определяющая искажения формы АЧХ по горизонтали.

*Амплитудные параметры:*

1. Пределы регулировки выходного напряжения ГКЧ.
2. Неравномерность амплитуды выходного напряжения ГКЧ при перестройке в рабочем диапазоне частот (неравномерность собственной АЧХ прибора).
3. Выходное сопротивление ГКЧ и точность его установки.
4. Чувствительность канала вертикального отклонения индикатора и пределы его регулировки.
5. Предел допустимой погрешности измерения уровня АЧХ.
6. Входное сопротивление индикатора.

Лучшие результаты измерения АЧХ получают, используя в качестве ГКЧ синтезаторы частоты и цифровые методы измерения амплитуды в микропроцессорных приборах.

## 10.6. Микропроцессорные измерители АЧХ

Использование микропроцессорной техники в измерителях частотных характеристик позволяет увеличить точность измерений, повысить их быстродействие и надежность, решает задачу сохранения данных и передачи их в устройства обработки. Основное отличие таких приборов от панорамных измерителей АЧХ – применение генератора с цифровым управлением по частоте. На генератор с микропроцессора поступает сигнал последовательности кодов, создающей ступенчато нарастающий закон изменения частоты выходного сигнала, изображенный на рис. 10.14.

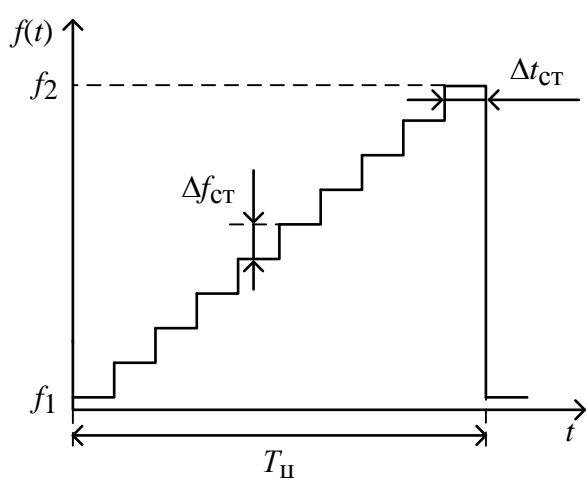


Рис. 10.14. Закон изменения частоты генератора с цифровым управлением

Диапазон частот ( $f_1..f_2$ ), в котором исследуется АЧХ, разбивается на  $N$  интервалов – ступенек  $\Delta f_{ст}$ . На каждой ступеньке частота генератора в течение длительности ступеньки  $\Delta t_{ст}$  не меняется. Установившееся к концу интервала  $\Delta t_{ст}$  значение амплитуды выходного напряжения измеряется цифровым вольтметром. Код амплитуды передается в ОЗУ микропроцессорной

системы. Время одного цикла измерения всей АЧХ в выбранном интервале частот:  $T_{ц} = N\Delta t_{ст}$ . Из данных ОЗУ микропроцессор формирует на экране кривую АЧХ в виде  $N$  точек. При большом количестве точек кривая воспринимается как сплошная линия. Таким образом, в микропроцессорных приборах фактически реализуется метод измерения АЧХ по точкам, но большое количество точек делает вид напряжения генератора похожим на сигнал аналогового ГКЧ, поэтому все особенности панорамного метода измерения (динамические искажения и пр.) присутствуют и в данном методе.

В качестве генератора с цифровым управлением наиболее подходит синтезатор частот. Этот прибор позволяет установить необходимое значение частоты с малым дискретом перестройки, а также обеспечить высокую стабильность частоты и постоянство амплитуды выходного сигнала. Однако такой прибор сложен и достаточно дорог. В простых измерителях АЧХ применяют несложные генераторы с кодовым управлением частотой.

Это могут быть генераторы, управляемые по частоте напряжением (ГУН). Код частоты преобразуется в управляющее напряжение с помощью ЦАП. Стабильность частоты и уровня сигнала в таких генераторах обычно невелика. Для увеличения точности используют ЭСЧ, который измеряет частоту генератора на каждой ступеньке. Для снижения влияния неравномерности амплитуды генератора производится калибровка прибора по уровню. Для этого измеряется и запоминается собственная АЧХ прибора (частотная зависимость амплитуды выходного напряжения генератора).

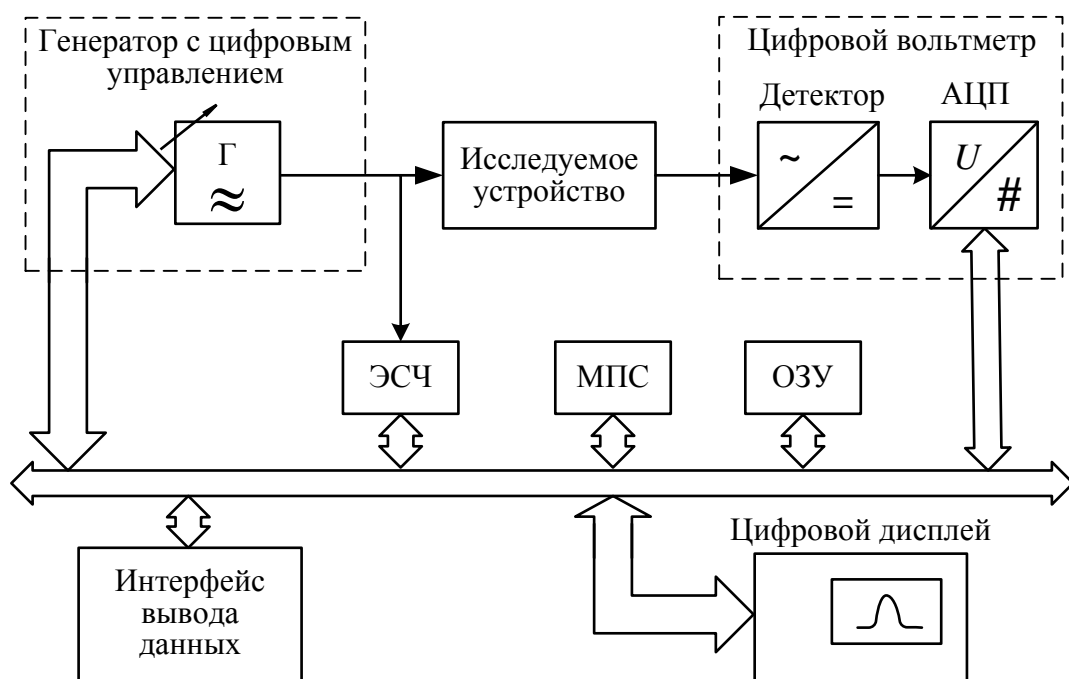


Рис. 10.15. Структурная схема микропроцессорного измерителя АЧХ

Микропроцессорный измеритель АЧХ (рис. 10.15) состоит из генератора с цифровым управлением, электронно-счетного частотомера, цифрового вольтметра переменного тока и микропроцессорной системы. В вольтметре на низких частотах обычно применяют детектор средневыпрямленных значений, на ВЧ и СВЧ – амплитудные детекторы (линейные или квадратичные). Разрядность АЦП выбирают, исходя из требуемой точности измерения уровня АЧХ. Обычно достаточно 8–10 двоичных разрядов. При достаточно большом количестве точек длительность ступеньки может составлять единицы миллисекунд. Использование традиционных АЦП интегрирующего типа в этом случае невозможно, требуются быстродействующие АЦП. Разрядность АЦП выбирают, исходя из требуемой точности измерения АЧХ. Обычно достаточно 8–10 двоичных разрядов.

Микропроцессорная система производит управление работой прибора: ввод исходных данных, реализацию алгоритма измерений, построение кривой АЧХ и вывод ее на внешние устройства. Примерный вид алгоритма измерения АЧХ представлен на рис. 10.16.

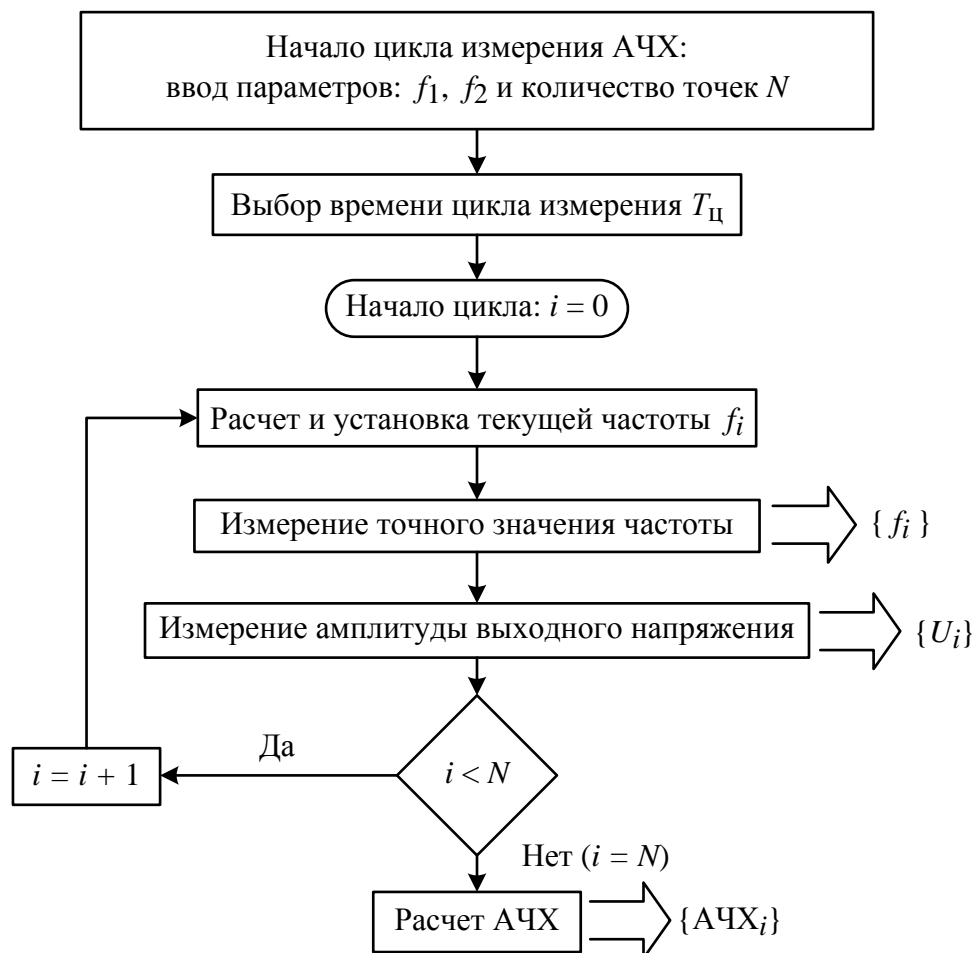


Рис. 10.16. Алгоритм работы микропроцессорного измерителя АЧХ

Алгоритм начинается с ввода исходных данных измерения АЧХ: диапазона частот и количества точек. Задают время измерения АЧХ, которое выбирается из условия минимальных динамических искажений. Затем реализуется цикл измерения, в процессе которого на каждом шаге производится установка частоты генератора, ее точное измерение и измерение выходной амплитуды. После завершения цикла в ОЗУ оказываются массивы данных частоты и амплитуды во всех частотных точках. Если в приборе проведена предварительная калибровка амплитуды генератора, то в ОЗУ находится также массив собственной АЧХ генератора. Затем микропроцессор проводит расчет АЧХ и выводит ее на экран дисплея. Предусматривают электронную визир-метку, которую можно вручную пере-

щать по экрану. Наводя метку на интересующую точку кривой, получаем на цифровом табло экрана численный результат измерения (частота–уровень АЧХ). Таким образом, в отличие от стоп-метки здесь определение значения АЧХ происходит в каждой частотной точке. Метка является указателем на ячейку ОЗУ, из которой выводятся данные измерения на экран. В современных измерителях АЧХ обычно предусматривают несколько меток, что позволяет оцифровать кривую АЧХ в характерных точках (например в максимуме, на границах полосы пропускания и пр.). Значения частот и уровней АЧХ при необходимости передаются на внешние устройства обработки в виде массивов чисел.

В микропроцессорных измерителях АЧХ существенно увеличена точность измерения, упрощены процедуры управления прибором, увеличено быстродействие. Такие приборы легко встраиваются в измерительные системы и компьютерные измерительно-вычислительные комплексы.

## СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

Баруздин С. А., Данилин А. А., Москалец Д. О. Приборы и техника радиоизмерений: лаб. практикум / под общ. ред. А. А. Данилина. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2012.

Винокуров В. И., Каплин С. И., Петелин И. Г. Электрорадиоизмерения. М.: Высш. шк., 1986.

Данилин А. А. Измерения в технике СВЧ: учеб. пособие для вузов. М.: Радиотехника, 2008.

Дворяшин Б. В. Метрология и радиоизмерения: учеб. пособие для студентов вузов. М.: ИЦ «Академия», 2005.

Измерения в электронике: справ. / В. А. Кузнецов, В. А. Долгов, В. М. Коневских и др.; под ред. В. А. Кузнецова. М.: Энергоатомиздат, 1987.

Мейзда Ф. Электронные измерительные приборы и методы измерений. М.: Мир, 1990.

Метрология и радиоизмерения: учеб. для вузов / под ред. В. И. Нефедова. М.: Высш. шк., 2003.

Мирский Г. Я. Электронные измерения. М.: Радио и связь, 1986.

Сигов А. С., Нефедов В. И. Метрология, стандартизация и технические измерения: учеб. для вузов / под ред. А. С. Сигова. М.: Высш. шк., 2008.



## ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ .....	3
ВВЕДЕНИЕ.....	4
1. ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ.....	8
1.1. Общие вопросы измерения напряжения .....	8
1.2. Методы и средства измерения напряжения радиосигналов.....	10
1.3. Влияние входного импеданса вольтметра на результаты измерения напряжения.....	15
1.4. Помехоустойчивость вольтметров.....	17
1.5. Измерение постоянного напряжения.....	21
1.6. Измерение переменного напряжения .....	23
2. ЦИФРОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ И МУЛЬТИМЕТРЫ.....	34
2.1. Структурные схемы цифровых вольтметров и их параметры .....	34
2.2. Цифровые вольтметры времяимпульсного преобразования.....	37
2.3. Цифровые вольтметры с двойным интегрированием .....	40
2.4. Цифровые вольтметры с преобразованием напряжения в частоту .....	42
2.5. Цифровые вольтметры с АЦП последовательного счета .....	44
2.6. Цифровые вольтметры с АЦП последовательного приближения.....	45
3. ОСЦИЛЛОГРАФ И ОСЦИЛЛОГРАФИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ .....	48
3.1. Классификация осциллографов.....	48
3.2. Структурная схема универсального осциллографа.....	50
3.3. Принцип действия осциллографа и режимы его работы.....	54
3.4. Параметры и характеристики осциллографа .....	59
3.5. Классификация методов осциллографических измерений .....	62
3.5.1. Метод калиброванных шкал.....	64
3.5.2. Компенсационный метод измерения (метод замещения).....	65
3.5.3. Метод сравнения с эталоном .....	67
4. ЦИФРОВЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ .....	70
4.1. Принцип действия и структурная схема цифрового осциллографа .....	70
4.2. Режимы работы цифрового осциллографа.....	75
4.3. Особенности применения цифровых осциллографов.....	80
4.4. Измерение джиттера в цифровых системах с помощью ЦО.....	82

4.5. Обнаружение редких аномалий цифровых сигналов с помощью цифрового осциллографа .....	84
4.6. Аналого-цифровые осциллографы .....	86
5. СКОРОСТНЫЕ И СТРОБОСКОПИЧЕСКИЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ.....	88
5.1. Скоростные осциллографы .....	88
5.2. Принцип действия стробоскопического осциллографа .....	92
5.3. Структурная схема стробоскопического осциллографа .....	96
5.4. Особенности применения стробоскопических осциллографов ....	99
6. АНАЛИЗАТОРЫ СПЕКТРА РАДИОСИГНАЛОВ .....	103
6.1. Общие вопросы измерения спектра радиосигналов .....	103
6.2. Анализаторы спектра последовательного типа.....	108
6.3. Основные параметры последовательных спектроанализаторов и области их применения.....	116
6.4. Параллельные спектроанализаторы .....	120
6.5. Вычислительные анализаторы спектра.....	123
6.6. Измерение нелинейных искажений сигналов .....	129
7. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МОДУЛИРОВАННЫХ РАДИОСИГНАЛОВ.....	135
7.1. Классификация методов и средств исследования модулированных радиосигналов .....	135
7.2. Измерение параметров модуляции с помощью осциллографа и анализатора спектра.....	137
7.3. Модулометры и девиометры .....	138
7.4. Измерение параметров векторной модуляции .....	141
8. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ И ВРЕМЕННЫХ ИНТЕРВАЛОВ .....	144
8.1. Классификация методов измерения частоты. Аналоговые методы .....	144
8.2. Цифровые методы измерения частоты и периода .....	148
8.3. Измерение временных интервалов и отношения частот.....	160
8.4. Измерительные преобразователи частоты.....	161
9. ИЗМЕРЕНИЕ ФАЗОВОГО СДВИГА .....	164
9.1. Понятие фазового сдвига.....	164
9.2. Осциллографические методы.....	164
9.3. Измерение разности фаз фазовыми детекторами .....	166
9.4. Компенсационный метод.....	168
9.5. Преобразование фазового сдвига в напряжение .....	170

9.6. Преобразование фазового сдвига во временной интервал.....	172
9.7. Измерение фазового сдвига с преобразованием частоты.....	175
10. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК	
РАДИОУСТРОЙСТВ .....	178
10.1. Амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики устройств с сосредоточенными и распределенными постоянными .....	178
10.2. Измерение АЧХ в дискретных точках.....	183
10.3. Панорамный метод измерения АЧХ.....	186
10.4. Устройство измерителей АЧХ.....	190
10.5. Методы измерения АЧХ в панорамных приборах .....	193
10.6. Микропроцессорные измерители АЧХ .....	196
СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ.....	200

Данилин Александр Алексеевич,  
Лавренко Надежда Сергеевна

**Приборы и техника радиоизмерений**

Учебное пособие

Редактор Т. А. Лунаева

---

Подписано в печать 27.12.13. Формат 60×84 1/16.

Бумага офсетная. Печать офсетная. Печ. л. 12.75.

Гарнитура «Times New Roman». Тираж 65 экз. Заказ .

---

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

197373, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5