

Томский государственный университет систем управления и  
радиоэлектроники

К.Д. Зайков, А.С. Аникин, Д.Д. Зайков

## **МЕТОДЫ И СРЕДСТВА РАДИОИЗМЕРЕНИЙ**

Конспект лекций для студентов радиотехнических специальностей

Томск

2025

УДК 621.317 (075)

ББК 32.841

3-17

**Рецензент:**

**Захаров Ф.Н.**, доцент кафедры радиотехнических систем ТУСУР,  
кандидат технических наук

**Зайков, Кирилл Денисович**

3-17 Методы и средства радиоизмерений: конспект лекций для студентов радиотехнических специальностей / К.Д. Зайков, А.С. Аникин, Д.Д. Зайков – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2025. – 147 с.

В конспекте лекций отражены общие положения теории радиоизмерений. Рассмотрены вопросы оценки погрешностей и статистической обработки результатов. Уделено внимание описанию измерительных сигналов, генерируемых источниками, а также принципам функционирования цифрового осциллографа. Подробно изложены основные подходы к спектральному анализу и измерению частотных характеристик радиоаппаратуры. Кроме того, представлены основы измерения диаграммы направленности, коэффициента усиления антенн и коэффициента шума, а также рассмотрены средства автоматизации измерительных задач.

Настоящий конспект лекций составлен с учётом требований федерального государственного образовательного стандарта высшего образования (ФГОС ВО).

Одобрено на заседании каф. РТС, протокол № 10 от 25.03.2025 г.

УДК 621.317 (075)

ББК 32.841

© Зайков К.Д., Аникин А.С.,  
Зайков Д.Д. 2025

© Томск. гос. ун-т систем упр. и  
радиоэлектроники, 2025

## Оглавление

Список используемых сокращений .....	5
Введение .....	7
1 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОИЗМЕРЕНИЯХ .....	9
1.1 Термины и определения .....	9
1.2 Классификация измерений .....	10
1.3 Измерение физических величин и структурные схемы средств измерения .....	13
1.4 Эталоны и меры в радиоэлектронике .....	18
1.5 Контрольные вопросы .....	20
2 ПОГРЕШНОСТИ И ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЯ .....	22
2.1 Погрешности измерений и их классификация .....	22
2.2 Систематические погрешности .....	28
2.3 Случайные погрешности .....	32
2.4 Представление результатов измерений .....	33
2.5 Прямые измерения .....	35
2.6 Косвенные измерения .....	36
2.7 Контрольные вопросы .....	37
3 ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИГНАЛЫ И ГЕНЕРАТОРЫ .....	39
3.1 Общие сведения .....	39
3.2 Принципы построения измерительных генераторов .....	40
3.3 Аналоговые синтезаторы частоты .....	42
3.4 Цифровые синтезаторы частоты .....	49
3.5 Измерительные генераторы на основе прямого цифрового синтеза сигналов .....	51
3.6 Генераторы шумовых и шумоподобных сигналов .....	57
3.7 Контрольные вопросы .....	64
4 ИССЛЕДОВАНИЕ ФОРМЫ СИГНАЛА. ОСЦИЛЛОГРАФЫ .....	65
4.1 Принцип действия и структурная схема цифрового осциллографа .....	65
4.2 Режимы работы цифрового осциллографа .....	72
4.3 Особенности применения цифровых осциллографов .....	77
4.4 Измерения непрерывных и импульсных сигналов .....	79
4.5 Измерение параметров модуляции с помощью осциллографа .....	83
4.6 Контрольные вопросы .....	85
5 АНАЛИЗАТОРЫ СПЕКТРА РАДИОСИГНАЛОВ .....	87
5.1 Общие сведения .....	87
5.2 Параллельный метод анализа спектра .....	90
5.3 Последовательный метод анализа спектра .....	92

5.4	Вычислительные анализаторы спектра .....	96
5.5	Измерение нелинейных искажений .....	103
5.6	Измерение параметров модуляции .....	109
5.7	Контрольные вопросы .....	110
6	ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОУСТРОЙСТВ.....	112
6.1	Общие сведения .....	112
6.2	Способы измерения .....	117
6.3	Измерительные системы на базе векторных анализаторов цепей .....	121
6.3.1	Относительное согласование источника .....	125
6.3.2	Согласование источника по мощности .....	126
6.3.3	Выходной импеданс источника .....	127
6.4	Измерение АЧХ с помощью анализатора спектра .....	128
6.5	Контрольные вопросы .....	129
7	ПРИКЛАДНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ В РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ .....	131
7.1	Измерения в антенных системах .....	131
7.1.1	Измерение коэффициента усиления антенны .....	131
7.1.2	Измерение диаграммы направленности антенны .....	133
7.2	Измерения в радиотехнике .....	134
7.2.1	Методы измерения коэффициента шума .....	135
7.2.2	Коэффициент усиления (передачи) .....	141
8	ПРОГРАММИРУЕМЫЕ ИНСТРУМЕНТЫ И АВТОМАТИЗАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЙ .....	142
8.1	Стандарт VISA .....	142
8.2	Стандартные команды для программируемых инструментов (SCPI) .....	144
	Литература .....	146

## Список используемых сокращений

АРУ – автоматическая регулировка усиления;  
АС – анализатор спектра;  
АХ – амплитудная характеристика;  
АЦП – аналого-цифровой преобразователь;  
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика;  
БОЗУ – быстрое оперативное запоминающее устройство;  
БПФ – быстрое преобразование Фурье;  
ВАХ – вольт-амперная характеристика;  
ВИМ – время-импульсная модуляция;  
ВЧ – высокие частоты;  
ГКЧ – генератор качающейся частоты;  
ГШТ – газоразрядная шумовая трубка;  
ДПФ – дискретное преобразование Фурье;  
ИНИ – измеритель нелинейных искажений;  
КНИ – коэффициент нелинейных искажений;  
КСВ – коэффициент стоячей волны;  
КСВН – коэффициент стоячей волны напряжения;  
ЛПД – лавинно-пролетный диод;  
МОЗУ – медленное оперативное запоминающее устройство;  
НИ – нелинейные искажения;  
НО – направленный ответвитель;  
ОЗУ – оперативное запоминающее устройство;  
ОУ – операционный усилитель;  
ПЗУ – постоянное запоминающее устройство;  
ПЗФ – полосно-заграждающий фильтр;  
ПК – персональный компьютер;  
ППФ – полосно-пропускающий фильтр;  
СВЧ – сверхвысокие частоты;  
СИ – средства измерений;  
УПТ – усилитель постоянного тока;  
УПЧ – усилитель промежуточной частоты;  
ФВ – фазовращатель;  
ФВЧ – фильтр высоких частот;

ФМ – фазовая модуляция;  
ФНЧ – фильтр низких частот;  
ФЧХ – фазочастотная характеристика;  
ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь;  
ЦО – цифровой осциллограф;  
ЧМ – частотная модуляция;  
ЭДС – электродвижущая сила;  
ЭЛО – электронно-лучевой осциллограф;  
ЭЛТ – электронно-лучевая трубка.

## Введение

В радиотехнике, электронике и телекоммуникациях *измерение* — это основа всего. От точности измерений параметров сигналов и характеристик устройств до тестирования целых систем связи и сертификации готовой продукции — мастерство измерения определяет качество и надёжность современных технологий. Именно поэтому подготовке студентов в области измерений, обучающихся по радиотехническим и телекоммуникационным направлениям, традиционно уделяется особое внимание.

Однако стремительное развитие радиоизмерительной техники привело к тому, что традиционные дисциплины, посвященные теоретической метрологии, общим вопросам измерений и базовой электроизмерительной технике, уже не отвечают современным требованиям. Для успешной работы высококвалифицированных специалистов сегодня необходимы более глубокие знания в области современных радиоэлектронных измерений. В связи с этим в учебные планы вузов включаются дополнительные дисциплины, направленные на углубленное изучение современных методов и средств измерений.

Измерение, как известно, представляет собой процесс определения значения физической величины в общепринятых единицах путем сравнения с эталоном с использованием специальных технических средств. Современные требования к измерениям диктуют необходимость качественного совершенствования измерительных средств. Среди ключевых направлений развития можно выделить:

- повышение быстродействия (ускорение процесса измерения);
- удешевление измерительной процедуры за счет снижения стоимости средств измерений (например, применение универсальных приборов), сокращения расходов на оплату труда операторов (автоматизация измерений) и пр.;
- снижение трудоемкости измерений путем автоматизации выполнения измерительных процедур и обработки опытных данных;
- повышение точности результатов достигают применением новых методов и средств (преимущественно цифровых), использование вычислительных средств измерений.

В современной радиоэлектронике измерения проводятся с помощью сложных и специализированных приборов и измерительных систем. Выбор прибора определяет не только метод измерения, но и его точность, диапазон, а также возможности по обработке и представлению данных. Хотя инженеры преимущественно используют серийно выпускаемые универсальные приборы, в специфических ситуациях могут потребоваться специальные, часто индивидуально разрабатываемые, измерительные средства для решения узкоспециализированных задач. Критерии выбора прибора включают требуемую

точность, диапазон измеряемых величин, функциональность, стоимость и доступность калибровочных средств.

Методы решения поставленных проблем можно разделить на две группы:

Аппаратная логика – реализация цифровых операций аппаратными узлами и блоками. Вызывает удорожание прибора по сравнению с аналоговым, отсутствие универсальности, ограниченные возможности модернизации. Используют для простых цифровых приборов, в которых нецелесообразно использование вычислительных микропроцессорных систем.

Программная логика – цифровые и вычислительные операции выполняются микропроцессором или компьютером. Больше начальные затраты, однако это дает возможность автоматизировать измерения и совместить их с обработкой результатов, легко модифицировать прибор. Программная логика дает универсальность – приборы различного назначения делаются на основе унифицированных базовых блоков.



# 1 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОИЗМЕРЕНИЯХ

## 1.1 Термины и определения

Напомним основные термины, используемые в измерительной технике и известные из учебных дисциплин по метрологии. Они соответствуют ГОСТ16263-70 «Метрология. Термины и определения», а также Рекомендации ГСИ РМГ29-99.

Метрология (*metron* – мера, *logos* – учение) – наука об измерениях, методах и средствах обеспечения их единства и способах достижения требуемой точности. Техническая реализация метрологии – это измерительная техника.

Физическая величина – качественно общее, но количественно различное свойство (размер или значение) объектов окружающего мира. Количественное свойство – это размер или значение физической величины.

Истинное значение физической величины – размер физической величины, который отражает в качественном и количественном отношениях свойство объекта. Истинное значение есть идеал, который определить нельзя. Его используют в теоретических задачах метрологии. На практике вместо него используют действительное значение физической величины – значение, полученное экспериментальным путем и близкое к истинному.

Измерение – совокупность операций для нахождения значения физической величины опытным путем (с помощью специальных технических средств) путем сравнения с общепринятыми единицами (в радиоэлектронике используется система единиц СИ). Отметим, что измерение – это совокупность экспериментальных и расчетных процедур (в отличие от теоретического (расчетного) метода определения искомого значения). При этом обязательно используют технические средства (измерительные устройства, приборы, системы, эталоны, хранящие единицу измерения). Результат измерения – это числовой эквивалент значения физической величины, выраженной в принятых единицах.

Измерительная задача – определение значения физической величины путем ее измерения с требуемой точностью в заданных условиях.

Единство измерений – их свойство, которое обеспечивается, если результаты измерений выражаются в общепринятых единицах и указана их точность. Тогда измерения одной и той же физической величины, проведенные в одинаковых условиях, но в разное время, будут давать одинаковый результат.

Цель измерения – совокупность требований к измерению и его результатам, определяемых конкретной технической задачей.

Объект измерения – реальный объект природной или техногенной среды, который исследуется в процессе измерений.

Модель объекта измерения – математическое описание объекта измерения. Строится на основе априорной информации о реальном объекте и отражает только те свойства, которые существенны для измерения.

Точность измерения – качество измерения, отражающее близость его результатов к истинному значению измеряемой величины. Количественно точность выражается погрешностью измерения.

Погрешность измерения – отклонение результата измерения от истинного (действительного) значения измеряемой величины. Высокая точность измерений соответствует малым погрешностям.

Средство измерений – техническое средство, используемое при измерениях и имеющее нормированные метрологические характеристики и параметры (оказывающие влияние на результат и погрешность измерения).

Условия измерения – параметры окружающей среды, питающих напряжений и пр., влияющие на средства измерения и поэтому – на результаты измерения и его точность.

Принцип измерения – совокупность физических или других явлений, процессов, которая позволяет выполнить измерение. Фактически это принцип действия средств измерений.

Метод измерения – совокупность приемов использования принципов и средств измерений, позволяющая получить решение поставленной задачи.

Показание средства измерений – это значение измеряемой величины, определяемое по отсчетному устройству средства измерений и выраженное в принятых единицах этой величины.

Уравнение измерения – функция, связывающая измеряемую величину и результат измерения.

## **1.2 Классификация измерений**

Все виды измерений можно разделить:

1. По виду измеряемой физической величины (например, измерение напряжения, тока, частоты и пр.).
2. По способу получения результата измерения:
  - Прямые – результат показаний средства измерения.
  - Косвенные – результат получают расчетным путем по известной функциональной зависимости между опытными данными и измеряемой физической величиной.

- Совместные – одновременное измерение нескольких не одноименных физических величин с целью нахождения их функциональной связи. Например, совместное измерение сопротивления и температуры резистора с целью определения его свойств от температуры.

- Совокупные – измерение нескольких одноименных физических величин в различных комбинациях. Искомые значения затем определяют решением системы уравнений. В ряде случаев совокупные измерения позволяют улучшить точность.

### 3. По точности измерений:

- Эталонные – имеют наивысшую точность, в них используют апостериорную (после-опытную) оценку погрешности. Этот вид измерений используют в метрологических исследованиях, при калибровке мер и эталонов.

- Контрольно-поверочные – применяются для поверки рабочих средств измерения более низкого класса точности. Используют различные меры повышения точности (калибровка, многократные измерения и пр.), проводят приближенную оценку погрешности измерений.

- Технические (рабочие) измерения – наиболее массовый вид измерений. Для них характерна априорная (доопытная) оценка точности, исходя из паспортных данных приборов и параметров стандартных методик измерений.

### 4. По количеству опытов:

- Однократные измерения.
- Многократные измерения – результат измерения есть среднее от множества опытных данных, полученных при определении значения одной и той же физической величины.

### 5. По форме выражения результата измерения делят на:

- Абсолютные – результат записывают в единицах измеряемой величины.
- Относительные – результат выражают относительно заранее принятой условной единицы. Часто результат относительных измерений выражают во внесистемных единицах – децибелах (дБ).

- Допусковые (пороговые) – это такие измерения, при которых результатом является логическая величина «да/нет», равная единице при попадании значения контролируемой величины в установленное заранее поле допуска. В противном случае результат равен нулю. Допусковые измерения часто называют допусковым контролем и рассматривают как частный случай относительных измерений.

Классификация по методу измерения будет рассмотрена далее. Сам процесс измерений можно разделить на несколько этапов (см. рисунок 1.1).

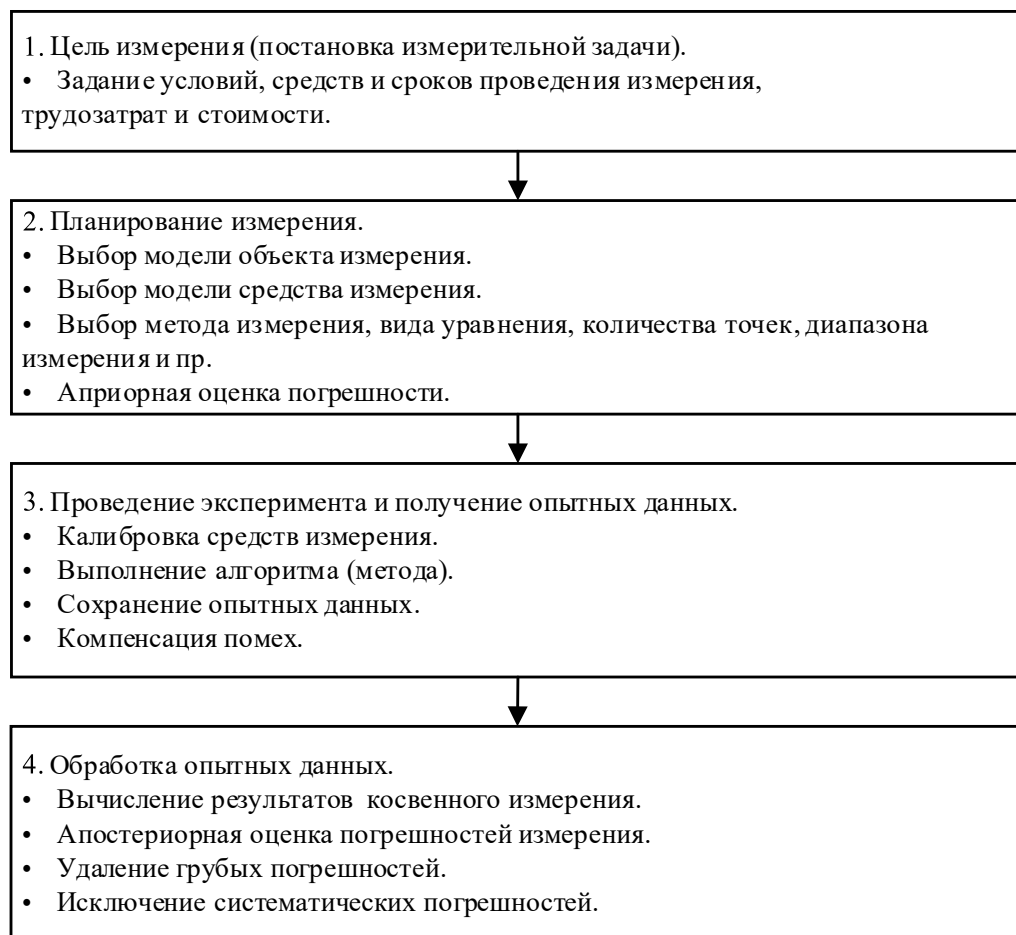


Рисунок 1.1 – Основные этапы измерения

Выделение этапов позволяет оценивать результаты измерения по отдельным стадиям и, при необходимости, возвращаться на предыдущий этап.

Первый этап – это постановка измерительной задачи, где определяют цель и условия измерения, наличие средств и определение сроков его проведения. На этом этапе выполняют сбор данных об условиях измерения, накопление априорной информации об объекте измерения и ее анализ; формирование модели объекта и выбор измеряемой величины.

На втором этапе проводят планирование измерения – выбор методов измерений и возможных средств измерений, априорную оценку погрешности измерений, определение требований к метрологическим характеристикам средств измерений и условиям измерения. Осуществляют выбор средства измерений в соответствии с указанными требованиями, выбор параметров измерительной процедуры (числа наблюдений для каждой измеряемой величины, моментов времени и точек выполнения наблюдений), подготовку средства измерений к выполнению экспериментальных операций и обеспечение требуемых условий измерения и их контроля.

При проведении измерительного эксперимента на третьем этапе фиксируют опытные данные, проводят калибровку средств измерений, компенсацию помех, исключают причины грубых погрешностей.

На этапе обработки опытных данных проводят расчеты для косвенного измерения, исключают систематические и грубые погрешности из опытных данных и проводят (при необходимости) апостериорную оценку погрешности полученного результата. В конце проводят анализ и интерпретацию полученных результатов, записывают результат измерения и показатели погрешности в соответствии с установленной формой представления данных.

Радиоэлектронные измерения характерны тем, что в процессе их проведения часто приходится возвращаться к предыдущему этапу, менять средства и метод измерения, уточнять модель объекта и – при необходимости – даже корректировать измерительную задачу.

Особенности измерений в радиоэлектронике:

- Большое число измеряемых физических величин (например, напряжение  $U$ , ток  $I$ , частота  $f$ , временные интервалы  $t$ , мощность  $P$ , параметры элементов цепей  $R$ ,  $L$ ,  $C$  и др.). Причем часто измерение разных величин необходимо выполнять в одном эксперименте.
- Очень широкий диапазон измерения значений физических величин (в частности, напряжения от долей микровольт до тысяч вольт, частоты – от сотых долей Гц до тысяч ГГц и пр.).
- Широкий частотный диапазон исследуемых сигналов и устройств.
- Сложный вид сигналов, наличие их модуляции – требуется измерять форму сигналов и их частотный спектр, а также уметь генерировать образцовые сигналы сложной формы.
- Широкое применение относительных измерений.
- Наличие радиоэлектронных устройств с большими внутренними сопротивлениями приводит к необходимости чаще измерять напряжение, а не ток. Входные сопротивления средств измерения при этом должны быть большими.

### **1.3 Измерение физических величин и структурные схемы средств измерения**

Общие методы измерения можно разделить на две группы, отличающиеся способом использования меры единицы физической величины (рисунок 1.2).

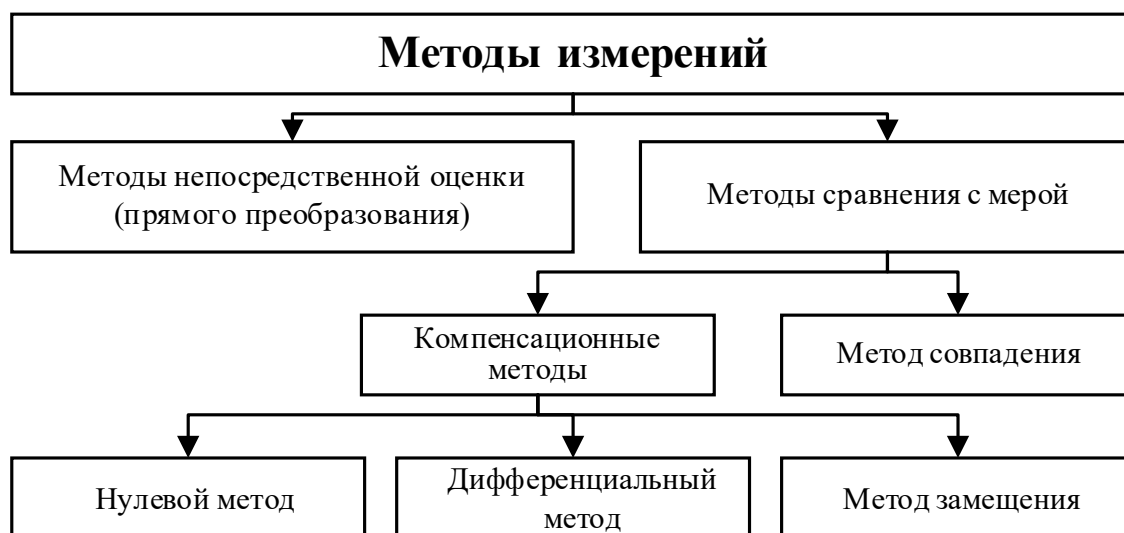


Рисунок 1.2 – Классификация методов измерений

*Методы непосредственной оценки* реализуют в схеме прямого преобразования. Структурная схема прибора, реализующего метод непосредственной оценки – это цепочка измерительных преобразователей (ИП) (рисунок 1.3).

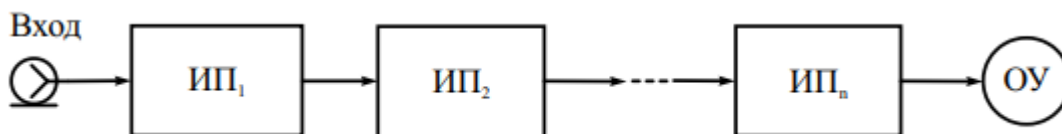


Рисунок 1.3 – Схема прямого преобразования для метода непосредственной оценки

Входной сигнал преобразуется измерительными преобразователями и выводится на отсчетное устройство (ОУ). Численное значение результата отсчитывают по шкале предварительно отградуированного ОУ. Сопоставление измеряемой и образцовой величин в этом методе разновременное. Мера единицы измерения в состав прибора не входит; она используется только при градуировке шкалы. Поэтому нестабильность измерительных преобразователей и отсчетного устройства нарушает градуировку шкалы и снижает точность измерения.

*Методы сравнения с мерой* позволяют произвести сопоставление значения меры (эталоны) с измеряемой величиной непосредственно в процессе измерения. Эти методы по сравнению с методом непосредственной оценки более точны, но несколько сложнее. Сравнение может быть одновременным, когда мера и измеряемая величина воздействуют на измерительный прибор одновременно, и разновременным, когда воздействие измеряемой величины и меры на измерительный прибор разнесено во времени.

Различают несколько способов сравнения с мерой:

- метод совпадения;
- компенсационные методы (нулевой, дифференциальный и замещения).

Метод совпадения (или метод «нониуса») – одновременный метод, в котором измеряемую величину и значение, воспроизводимой мерой, сравнивают, используя совпадение показаний двух отсчетных устройств (рисунок 1.4).

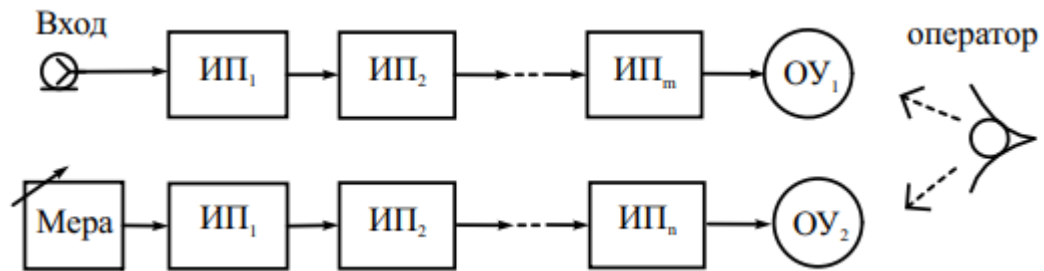


Рисунок 1.4 – Схема реализации метода совпадения

Пример метода совпадения – использование нониуса в штангенциркуле для измерения длины с точностью до десятых и сотых долей миллиметров. В радиоэлектронике метод совпадения используют редко.

Компенсационные методы сравнения с мерой делят на *метод замещения* и *методы уравнивания* (противопоставления).

*Метод замещения* – разновременный метод, в котором измеряемую и образцовую величины по очереди подают на измеритель. Регулируя меру, добиваются одинаковых показаний на отсчётном устройстве (рисунок 1.5). Метод замещения характерен тем, что его точность мало зависит от параметров элементов измерительной схемы. Измерительные преобразователи не требуют калибровки, шкала отсчетного устройства – предварительной градуировки. Основное требование к этим элементам – стабильность коэффициента преобразования в течение процесса измерения.

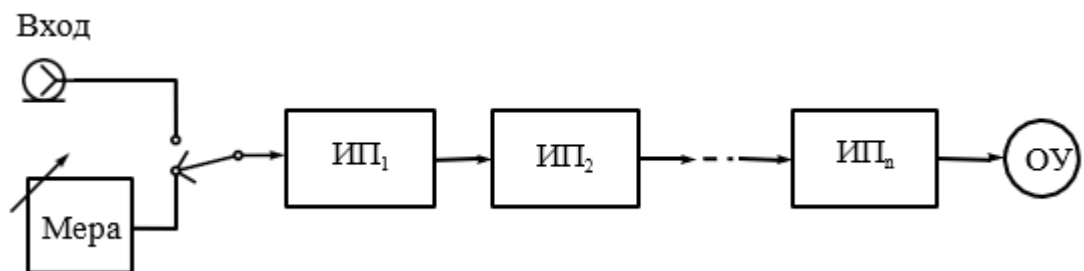


Рисунок 1.5 – Схема реализации метода замещения

*Методы уравнивания* характерны тем, что измеряемая величина и величина, воспроизводимая мерой, одновременно воздействуют на устройство сравнения (компаратор), с помощью которого определяют соотношение между этими величинами. Чаще всего для сравнения используют вычитающее устройство (рисунок 1.6).

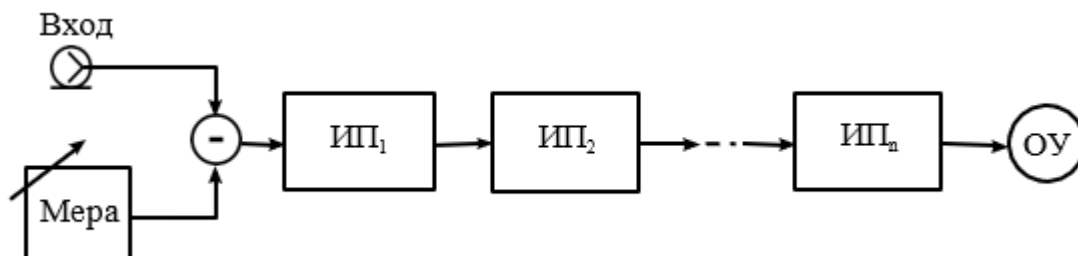


Рисунок 1.6 – Схема реализации метода уравнивания

Если после регулировки значения меры разность на его выходе – нуль, то измеряемая величина и мера равны. Такой вариант называют *нулевым методом* уравнивания. Результат измерения отсчитывают по шкале меры. Момент равенства нулю фиксируют схемой прямого преобразования, которую называют нуль-индикатор. Примеры нулевого метода – четырехплечий мост для измерения сопротивления, весы с гирьками-разновесами и др.

*Дифференциальный метод* отличается от нулевого тем, что разность измеряемой величины и известной величины, воспроизводимой мерой, не доводится до нуля, а измеряется прямым методом. Результат измерения в этом случае есть сумма показаний отсчетного устройства и значения меры. Дифференциальный метод требует калибровки шкалы индикатора в единицах измеряемой величины, что несколько усложняет его использование. Однако в ряде случаев фиксировать ненулевое значение разности удобнее, так как на результат не влияют внутренние шумы прибора.

По способу преобразования измеряемой величины и форме представления результата измерения делятся на аналоговые (непрерывные) и цифровые (дискретные).

При *аналоговых измерениях* измерительный прибор производит непрерывное преобразование измеряемой величины, результатом которого является перемещение указателя относительно шкалы. Заключение о численном значении величины делает оператор, отмечая положение указателя относительно отметок шкалы измерительного прибора. Точность такого измерения ограничивается геометрическими особенностями указателя и шкалы и часто не превышает 0,05 %.



При *цифровых измерениях* сравнение физической величины с рядом образцовых значений производится в измерительном приборе автоматически, оператор же получает численное значение измеренной величины в цифровой форме. Естественно, что здесь все зависит от точности сравнения в измерительном приборе и, к тому же, исключаются субъективные ошибки оператора. Современные цифровые приборы, как правило, обеспечивают более высокую точность, чем аналоговые. Роль оператора упрощается, так как он лишь считывает число.

По характеру измерения измеряемой величины во времени различают статистический и динамический режимы измерений.

*Статический режим измерений* – это режим измерений, при котором средство измерений работает в статическом режиме, т.е. когда выходной сигнал остается неизменным в течение времени его использования (или меняется так медленно, что каждый результат измерения может быть выражен только одним числом).

*Динамический режим измерений* – это режим измерений, результатом которого является функциональная зависимость измеряемой величины от времени, т.е. когда выходной сигнал средства изменяется во времени, в соответствии с изменением по времени измеряемой величины. Таким образом, динамические измерения применяют для измерения параметров величин, имеющих зависимость от времени. Пример динамического измерения - определение мгновенных значений радиотехнических сигналов в течение какого-либо интервала времени. Динамические измерения могут быть непрерывными (применяемые технические средства позволяют, непрерывно следить за значениями измеряемой величины) и дискретными (значения измеряемой величины фиксируются только в отдельные моменты времени). Для оценки точности результатов динамических измерений необходимо знание динамических свойств средств измерений.

Необходимо также различать измерения параметров детерминированных величин (сигналов) и характеристик случайных величин (сигналов, процессов). В первом случае измеряются заведомо постоянные, либо меняющиеся по известному закону величины. Во втором - в результате некоторого числа опытов определяются характеристики законов распределения измеряемых случайных величин (амплитуды, длительности импульсов и т.д.).

В зависимости от метода измерения и свойств применяемых средств измерений, все рассмотренные выше виды измерений могут выполняться либо с однократными, либо с многократными наблюдениями.

Наблюдением при измерении (измерительным наблюдением) называется единичная экспериментальная операция, итог которой - результат наблюдения - всегда имеет

случайный характер и представляет собой одно из значений измеряемой величины, подлежащей совместной обработке для получения результата измерения. От числа наблюдений измеряемой величины зависит способ обработки экспериментальных данных и оценки погрешностей измерений.

На практике многократные наблюдения при прямых измерениях какой-то физической величины осуществляются одним экспериментатором, в одинаковых условиях и с помощью одного и того же средства измерения. Такие измерения принято называть равноточными. При равноточных измерениях средние квадратические отклонения (СКО) результатов всего ряда измерений могут быть близки и даже равны между собой.

Однако часто необходимо определить наиболее точную оценку измеряемой величины на основании результатов наблюдений, полученных разными экспериментаторами, в разных условиях, с применением разных методов и средств измерения. Результаты таких наблюдений будут иметь различную точность, и поэтому такие измерения называют неравноточными.

По необходимой точности оценки погрешности измерения делятся на следующие виды: высшей точности (прецизионные), связанные с созданием эталонов и измерением фундаментальных физических констант; технические измерения, в которых погрешность результата определяется характеристиками средств измерений, регламентированными условиями измерений, и оценивается до проведения измерений; контрольно-поверочные, погрешность которых не должна превышать некоторых заранее заданных значений.

#### **1.4 Эталоны и меры в радиоэлектронике**

Напомним, что эталон – это средство измерения, обеспечивающее хранение и воспроизведение единицы физической величины с целью передачи ее размера другим средствам измерения. Мерой называют средство измерения, воспроизводящее единицу в процессе рабочих измерений. Эталоны и меры подробно изучают в курсах метрологии, здесь напомним об основных эталонах и мерах электрических величин, имеющих отношение к измерениям в радиоэлектронике.

В системе СИ основной электрической единицей является Ампер. Это сила тока, которая вызывает силу притяжения двух бесконечных параллельных проводников  $2 \cdot 10^{-7}$  Н на 1 метр длины. Эталон тока – это токовые весы (две катушки с током, сила взаимодействия между которыми уравнивается гирьками на чаше весов). В настоящее время метрологи предпочитают воспроизводить единицу тока через два квантовых эталона – эталон Вольты, основанный на нестационарном эффекте Джозефсона и эталон Ома, использующий квантовый эффект Холла. Для переменных токов необходим эталон

времени, который также является основным стандартом системы СИ. В качестве эталона времени используют цезиевый или водородные генераторы высокостабильных колебаний. Эталоны сопротивления и частоты дают возможность определить единицы измерения индуктивности (Генри) и электрической емкости (Фарада). На рисунке 1.7 представлена схема взаимодействия эталонов основных электрических величин.

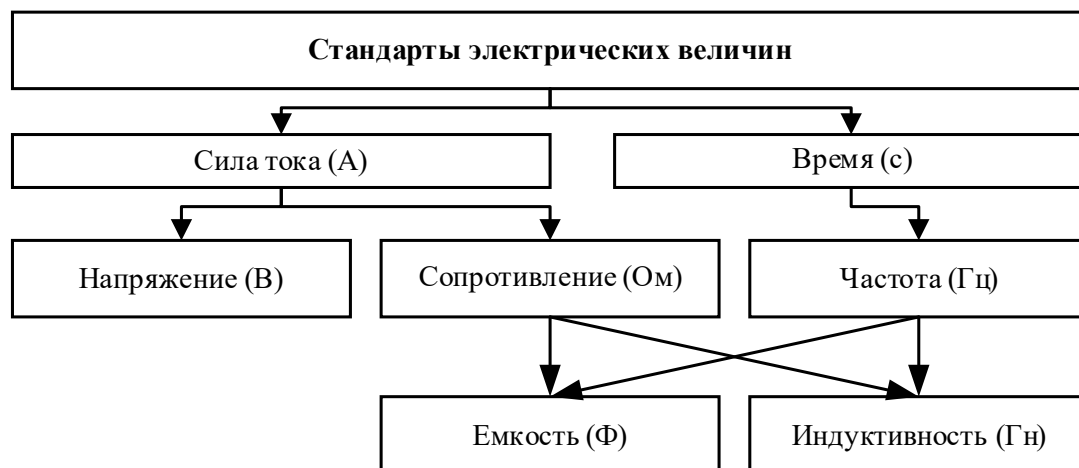


Рисунок 1.7 – Эталоны основных электрических величин

В рабочих измерениях использовать эталоны затруднительно из-за их громоздкости и дороговизны. Вместо них используют меры электрических величин.

Мера напряжения (или электродвижущей силы – ЭДС) – нормальный элемент (*Weston Cell*). Он представляет собой гальванический элемент с насыщенным раствором сульфата кадмия, электродами являются ртуть и амальгама кадмия. Насыщенный нормальный элемент при нормальной температуре 20°C обеспечивает значение ЭДС = 1.01858 В. Используют и ненасыщенные нормальные элементы, у которых ЭДС в зависимости от концентрации электролита может быть в диапазоне 1.0180...1.0200 В. Эти элементы обеспечивают высокую температурную стабильность.

Менее точной, но более практичной мерой напряжения является полупроводниковый стабилитрон (Зенеровский диод). Это полупроводниковый диод специальной структуры, включенный в обратном направлении. Напряжение на запертом диоде в большом диапазоне обратных токов остается практически постоянным. Стабилитроны обеспечивают точность воспроизведения единицы напряжения до  $10^{-6}$ . Из-за сильной температурной зависимости их приходится термостатировать или применять схемы термокомпенсации. На основе стабилитронов делают также источники стабильного тока.

Мера частоты – это кварцевый генератор, резонансный контур которого – это тонкая пластина кварца с металлизированными поверхностями. При приложении к ней переменного напряжения кварцевая пластина колеблется благодаря обратному пьезоэффекту. Если частота напряжения приближается к частоте механического резонанса пластины, амплитуда колебаний резко усиливается. Возникает резонанс, причем такой пьезоэлектрический резонатор имеет очень высокую – до сотен тысяч – добротность. Это обеспечивает высокую стабильность частоты генерации. Нестабильность кварцевых генераторов порядка  $10^{-4} \dots 10^{-6}$ , при термостатировании кварца – до  $10^{-8}$  и выше.

Мера индуктивности – образцовая катушка без сердечника, тороидальной конструкции. Величину индуктивности определяют расчетным путем. Такие меры индуктивности используют в мостовых методах измерения.

Мера емкости – образцовый конденсатор с воздушным диэлектриком, обычно цилиндрической конструкции. Емкость его также определяется расчетным путем, нестабильность меры емкости порядка  $10^{-5} \dots 10^{-7}$ .

Мера активного сопротивления – образцовый проволочный резистор, намотанный в два провода (безиндуктивная намотка) на керамический каркас. Материал провода – сплав с высоким удельным сопротивлением и низкой температурной зависимостью (например, манганин – сплав меди, марганца и никеля – имеет температурный коэффициент сопротивления (ТКС) порядка  $10^{-5}/\text{град}$ ). Для точной установки значения сопротивления предусматривают контроль температуры меры с помощью термометра.

Для использования в рабочих измерениях меры индуктивностей, емкости и сопротивления собирают в магазин мер, который позволяет дискретно регулировать их значение (многопредельные меры RLC).

## **1.5 Контрольные вопросы**

1. Дайте определение понятию «измерение». Чем измерение отличается от других способов определения значения физической величины?
2. Что такое «прямые» и «косвенные» измерения? Почему в современных радиоизмерительных приборах эти виды измерений часто не разделяют?
3. Какие задачи решают на этапе планирования измерений?
4. Что входит в обработку опытных данных? В каких случаях обработку проводить не требуется?
5. Что такое «измерительный сигнал»? Какие бывают виды измерительных сигналов? Чем помехи отличаются от полезных сигналов?
6. Дайте определение модулированного радиосигнала. Какие виды модуляции встречаются в измерительных задачах?
7. Какие элементарные средства измерений используют при построении измерительных приборов? Чем мера отличается от эталона единицы физической величины?

8. Что такое «измерительный преобразователь»? Какие измерительные преобразователи вы знаете?
9. Что такое «комплексное средство измерений»? Чем измерительная установка отличается от измерительного прибора?
10. Дайте определения аналогового и цифрового средства измерения. Чем они отличаются?
11. Дайте определение измерительной системы. В чем отличие измерительной установки от измерительной системы?
12. Что такое «чувствительность средства измерения» и «порог чувствительности» средства измерения? Чем ограничена чувствительность сверху и снизу?
13. Что такое «разрешающая способность» аналогового и цифрового средства измерения? Укажите способы улучшения этого параметра.
14. Какие эталоны и меры электрических величин используют в радиоизмерительных устройствах?
15. Какие измерительные преобразователи уровней сигналов используют в радиоизмерительных приборах?
16. Для чего используют измерительные преобразователи частоты сигналов? Какие виды преобразователей частоты вы знаете?
17. Для чего используют измерительные преобразователи формы сигнала? Какое преобразование выполняет детектор?
18. Что такое аналого-цифровой и цифро-аналоговый преобразователи? Какой основной параметр этих устройств?
19. Какие функции выполняют микропроцессорные устройства в составе средств измерения? Какие преимущества имеют микропроцессорные измерительные приборы?
20. Укажите основные методы измерений. В чем преимущество методов сравнения с мерой?
21. В чем отличие метода уравнивания от метода замещения? Какой метод более точный?

## **2 ПОГРЕШНОСТИ И ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЯ**

Целью любых измерений является получение результата, т. е. оценки истинного значения физической величины. Однако какими бы точными и совершенными не были средства и методы измерений и как бы тщательно измерения не выполнялись, их результат всегда отличается от истинного значения измеряемой физической величины, т.е. находится с некоторой погрешностью. Погрешности появляются из-за несовершенства применяемых методов и средств измерений, непостоянства влияющих на результат измерения физических величин и индивидуальных особенностей экспериментатора. Кроме того, на точность измерений влияют внешние и внутренние помехи, климатические условия и порог чувствительности измерительного прибора.

Оценивая погрешности измерения, следует понимать, что уровень точности, к которому необходимо стремиться, должен определяться критериями технической и экономической целесообразности. В метрологии установлено, что увеличение точности измерения вдвое удорожает само измерение в два-три раза. В то же время снижение точности измерения в производстве ниже определенной нормы приводит к появлению существенного брака изделий. При установлении точности измерений важно также учитывать их значимость. В одних случаях недостаточная точность получаемой измерительной информации имеет небольшое или локальное значение, в других - играет исключительно важную роль: от точности измерения могут зависеть как здоровье и жизнь людей, так и научное открытие.

Если прямое измерение физической величины проведено один раз -- так называемое однократное прямое измерение, то результатом измерения являются непосредственное показание средства измерения. При этом за погрешность результата измерения часто принимают погрешность средства измерения.

В случае многократных наблюдений результат измерения и его погрешность находят различными методами статистической обработки всех выполненных наблюдений.

Измерение можно считать законченным, если найден не только результат измерения, но и проведена оценка его погрешности.

### **2.1 Погрешности измерений и их классификация**

В метрологии определение «погрешность» является одним из центральных, причем в нем отражены понятия «погрешность результата измерения» и «погрешность средства измерения». Эти два понятия близки друг к другу и обычно классифицируются по одинаковым признакам.

Упрощенно *погрешностью результата измерения* можно назвать отклонение результата измерения от истинного значения измеряемой величины. Так как истинное значение измеряемой величины неизвестно, то при количественной оценке погрешности пользуются действительным значением физической величины. Это значение находится экспериментальным путем и настолько близко к истинному значению, что для поставленной измерительной задачи может быть использовано вместо него.

*Погрешность средства измерения* определяется разностью между показаниями средства измерения и истинным (действительным) значением измеряемой физической величины. Она характеризует точность результатов измерений, проводимых используемым средством.

Как одна из основных характеристик результата измерения, погрешность должна быть обязательно оценена. Для различных видов измерений проблема оценки погрешности может решаться по-разному. Погрешность результата измерения можно оценить с разной точностью на основании различной исходной информации. В соответствии с этим различают измерения с точной, приближенной и предварительной оценкой погрешностей.

При измерениях с *точной оценкой погрешности* учитывают индивидуальные метрологические свойства и характеристики каждого из примененных средств измерения, анализируют метод измерений, контролируют условия измерений с целью учета их влияния на результат измерения.

Если измерения ведут с *приближенной оценкой погрешности*, то учитывают лишь метрологические характеристики средства измерения и оценивают влияние на их результат только отклонения условий измерения от нормальных.

Измерения с *предварительной оценкой погрешности* выполняются по типовым методикам, регламентированным нормативными документами, в которых указаны методы и условия измерений, типы и погрешности используемых средств измерений и на основе этих данных заранее оценена возможная погрешность результата.

Рассмотрим основные признаки, по которым классифицируют погрешности (рисунок 2.1).

По форме количественного выражения погрешности измерения разделяются на абсолютные, относительные и приведенные.

*Абсолютной погрешностью*  $\Delta$ , выражаемой в единицах измеряемой величины, называется отклонение результата измерения  $x$  от истинного значения  $x_n$ :

$$\Delta = x - x_n. \quad (2.1)$$



Рисунок 2.1 – Классификация погрешностей

Разновидностью абсолютной погрешности является *предельная погрешность*  $\Delta_m$  – погрешность, больше которой в данном измерительном эксперименте не может появиться.

Абсолютная погрешность характеризует величину и знак полученной погрешности, но не определяет качество самого измерения.

Характеристикой качества измерения является *точность измерений*, отражающей меру близости результатов измерений к истинному значению измеряемой величины. Иначе говоря, высокой точности измерений соответствует малая погрешность. Так, например, измерение силы тока в 10 А и 100 А может быть выполнено с идентичной абсолютной погрешностью  $\Delta = +1$  А. Однако качество первого измерения хуже второго. Поэтому, чтобы иметь возможность сравнивать качество измерений, используют относительную погрешность.

*Относительной погрешностью*  $\delta$  называется отношение абсолютной погрешности измерения к истинному значению измеряемой величины:

$$\delta = \Delta / x_{\text{и}}. \quad (2.2)$$

Мерой точности измерений служит показатель, обратный модулю относительной погрешности:  $K_T = 1/|\delta|$ . Относительную погрешность  $\delta$  часто выражают в процентах:  $\delta = 100\Delta / x_{\text{и}}$  (%). Так как обычно  $\Delta \ll x_{\text{и}}$ , то относительная погрешность может быть определена как  $\delta \approx \Delta / x$  или  $\delta = 100\Delta / x$  (%).



Если измерение выполнено однократно и за абсолютную погрешность результата измерения  $\Delta$  принята разность между показанием прибора и истинным значением измеряемой величины  $x_{и}$ , то из формулы (2.2) следует, что значение относительной погрешности  $\delta$  уменьшается с ростом  $x_{и}$ , (здесь предполагается независимость  $\Delta$  от  $x_{и}$ ). Поэтому для измерений целесообразно выбирать такой прибор, показания которого были бы в последней части его шкалы (диапазона измерений), а для сравнения различных приборов использовать понятие приведенной погрешности.

*Приведенной погрешностью  $\gamma$* , выражающей потенциальную точность измерений, называется отношение абсолютной погрешности  $\Delta$  к некоторому нормирующему значению  $X_N$  (например, к конечному значению шкалы прибора или сумме значений шкал при двусторонней шкале):

$$\gamma = 100 \frac{\Delta}{X_N} \%. \quad (2.3)$$

По характеру (закономерности) проявления погрешности измерений подразделяются на три основных класса: систематические, случайные и грубые (промахи).

*Систематические погрешности  $\Delta_c$*  – составляющие погрешности измерений, остающиеся постоянными или закономерно изменяющиеся при многократных измерениях одной и той же величины в одних и тех же условиях. Такие погрешности могут быть выявлены путем детального анализа возможных их источников и уменьшены введением соответствующей поправки, применением более точных приборов, калибровкой приборов с помощью рабочих мер и т. п. Однако полностью их устранить нельзя.

*Случайные погрешности  $\Delta^\circ$*  – составляющие погрешности измерений, изменяющиеся случайным образом по значению и знаку при повторных измерениях одной и той же физической величины в одних и тех же условиях.

Данные погрешности проявляются при повторных измерениях одной и той же физической величины в виде некоторого разброса получаемых результатов. Практически случайные погрешности неизбежны, неустранимы и всегда имеют место в результате измерения. Их описание и оценка возможны только на основе теории вероятностей и математической статистики.

Случайные погрешности нельзя исключить из результатов измерений введением поправки. Однако их можно уменьшить путем многократного измерения физической величины и последующей статистической обработкой полученных результатов.

*Грубые погрешности (промахи)* – погрешности, существенно превышающие ожидаемые при данных условиях измерения. Данные погрешности возникают из-за ошибок оператора или неучтенных внешних воздействий. В случае однократного измерения

обнаружить промах нельзя. При этом целесообразно выполнить два-три измерения и за результат принять их среднее арифметическое значение. При многократных наблюдениях промахи выявляют в процессе обработки их результатов и исключают из рассмотрения, пользуясь определенными правилами.

Таким образом, если не учитывать промахи, абсолютная погрешность измерения  $\Delta$ , определяемая выражением (2.1), представляется суммой систематической  $\Delta_c$  и случайной  $\Delta^\circ$  составляющих:

$$\Delta = \Delta_c + \Delta^\circ.$$

Это означает, что абсолютная погрешность, как и результат измерения, является *случайной* величиной.

По причинам возникновения (по виду источника) погрешности измерения подразделяются на методические, инструментальные, внешние и субъективные (личные).

*Методические погрешности* возникают из-за несовершенства метода измерений, некорректности алгоритмов или формул, по которым производятся вычисления результатов измерений, отличия принятой модели объекта измерения от той, которая правильно описывает его свойство, определяемое путем измерения, а также из-за влияния выбранного средства измерения на измеряемые параметры сигналов.

Если, например, вольтметр имеет недостаточно высокое входное сопротивление, то его подключение к схеме способно изменить в ней распределение токов и напряжений. При этом результат измерения будет отличаться от действительного.

Методическую погрешность можно уменьшить путем применения более точного метода измерения.

*Инструментальные (аппаратурные, приборные) погрешности* возникают из-за несовершенства средств измерения, т.е. от их погрешностей. Источниками инструментальных погрешностей могут быть, например, неточная градуировка прибора и смещение нуля, вариация показаний прибора в процессе эксплуатации и т. п. Уменьшить инструментальные погрешности можно, применяя более точный прибор.

*Внешняя погрешность* – важная составляющая погрешности измерения, связанная с отклонением одной или нескольких влияющих величин от нормальных значений или выходом их за пределы нормальной области (например, влияние влажности, температуры, внешних электрических и магнитных полей, нестабильности источников питания, механических воздействий и т.д.). В большинстве случаев внешние погрешности измерений относятся к систематическим и определяются дополнительными погрешностями применяемых средств измерений.

*Субъективные погрешности* вызываются ошибками оператора при отсчете показаний средств измерения (погрешности от небрежности и невнимания оператора, от параллакса, т.е. от неправильного направления взгляда при отсчете показаний стрелочного прибора и пр.). Подобные погрешности устраняются применением цифровых приборов или автоматических методов измерения.

По характеру поведения измеряемой величины в процессе измерений различают статические и динамические погрешности.

*Статические погрешности* возникают при измерении установившегося значения измеряемой физической величины, т.е. когда эта величина перестает изменяться во времени.

*Динамические погрешности* имеют место при динамических измерениях, когда измеряемая величина изменяется во времени и требуется установить закон ее изменения. Причина появления динамических погрешностей состоит в несоответствии скоростных (временных) характеристик прибора и скорости изменения измеряемой величины.

По условиям эксплуатации средства измерений, различают основную и дополнительную погрешности.

*Основная погрешность* средств измерений имеет место при нормальных условиях эксплуатации, оговоренных в регламентирующих документах (паспорте, технических условиях и т. п.).

*Дополнительная погрешность* средств измерений, возникает вследствие выхода какой-либо из влияющих величин (температуры, влажности и др.) за пределы нормальной области значений.

**Пример 2.1.** Вольтметр предназначен для измерения переменного тока с номинальным значением частоты  $(50 \pm 5)$  Гц. Отклонение частоты за эти пределы приведет к дополнительной погрешности измерения.

Классификация погрешностей измерений носит достаточно условный характер. Ответы на вопросы об отнесении погрешности конкретного измерения к тому или иному классу и о делении ее на систематические и случайные можно дать только при наличии полной информации о свойствах параметров и характеристик измеряемого объекта средств измерений, условий, в которых проводились измерения, а также после осуществления многочисленных повторных измерений.

Так, например, при изготовлении измерительных мостов разброс сопротивлений их резисторов можно считать случайными погрешностями, в то время как в конкретном собранном мосте этот разброс следует отнести к систематическим погрешностям

измерительного моста. Другим наглядным примером может служить погрешность измерительного прибора, вызванная климатическими изменениями в процессе измерений. Если возможен контроль температуры, при которой проводятся измерения какой-либо величины, и имеется поправочная таблица, то такую погрешность следует рассматривать как систематическую. Однако при отсутствии контроля температур эта же погрешность учитывается как случайная.

## 2.2 Систематические погрешности

В основу классификации систематических погрешностей положена закономерность их поведения во времени.

По характеру изменения во времени систематические погрешности подразделяют на постоянные и переменные.

*Постоянными* называются такие систематические погрешности измерения, которые остаются неизменными в течение всей серии измерений (сохраняют величину и знак). Например, погрешности из-за ошибки установки нуля вольтметра или калибровки осциллографа и т.п.

*Переменными* называются погрешности, изменяющиеся в процессе измерения. Наличие существенной переменной систематической погрешности искажает оценки характеристик случайной погрешности. Поэтому она должна обязательно выявляться и исключаться из результатов измерений.

Переменные погрешности подразделяют на *монотонно изменяющиеся*, *периодические* и *прогрессирующие*.

*Монотонно изменяющейся* является систематическая погрешность, которая в процессе измерения монотонно возрастает или убывает. Данная погрешность имеет место, например, при постепенном разряде батареи, питающей средство измерений. Чаще всего такие погрешности изменяются по линейному закону.

*Периодической* называется погрешность, значение которой является периодической функцией времени. Примером может служить погрешность, вызванная суточными колебаниями напряжения силовой питающей сети, температуры окружающей среды и др.

*Прогрессирующая (дрейфовая) погрешность* - непредсказуемая погрешность измерений, достаточно медленно меняющаяся во времени. Отличительные особенности прогрессирующих погрешностей:

- их можно скорректировать поправками только в данный момент времени, а далее они вновь непредсказуемо изменяются;

- изменения прогрессирующих погрешностей во времени - нестационарный случайный процесс, и поэтому в рамках хорошо разработанной теории стационарных случайных процессов они могут быть описаны лишь с известными оговорками.

Систематические погрешности могут изменяться и по более сложному закону, обусловленному какими-либо внешними причинами.

### **Методы исключения систематических погрешностей**

Результаты измерений, содержащие систематическую погрешность, относятся к *неисправленным*. При проведении измерений стремятся исключить, уменьшить или учесть влияние систематических погрешностей. Однако вначале их надо обнаружить.

Постоянные систематические погрешности можно обнаружить только путем сравнения результатов измерений с другими, полученными с использованием более точных методов и средств измерения. В ряде случаев такие погрешности можно устранить, используя специальные методы измерений.

Рассмотрим наиболее известные методы исключения (существенного уменьшения) постоянных систематических погрешностей.

*Метод замещения* обеспечивает наиболее полное решение задачи компенсации постоянной систематической погрешности. Суть метода состоит в такой замене измеряемой величины  $x$ , известной величиной  $A$ , получаемой с помощью регулируемой меры, чтобы показание измерительного прибора сохранилось неизменным. Значение измеряемой величины считается в этом случае по указателю меры.

При использовании данного метода погрешность неточного измерительного прибора устраняется, а погрешность измерения определяется только погрешностью самой меры и погрешностью отсчета измеряемой величины по указателю меры.

*Метод компенсации погрешности по знаку* (метод двух отсчетов или изменения знака систематической погрешности) используется для устранения постоянной систематической погрешности, у которой в зависимости от условий измерения изменяется только знак. При этом методе выполняют два измерения, результаты которых должны быть равны  $x_1 = x_H + \Delta_C$ , и  $x_2 = x_H - \Delta_C$ , - где  $x_H$  – измеряемая величина. Среднее значение из полученных результатов  $(x_1 + x_2)/2 = x_H$  представляет собой окончательный результат измерения, не содержащий погрешности  $\pm \Delta_C$ . Данный метод часто используется при измерении экстремальных значений (максимума и нуля) неизвестной величины.

*Метод противопоставления* применяется в радиоизмерениях для уменьшения постоянных систематических погрешностей при сравнении измеряемой величины с известной величиной примерно равного значения, воспроизводимой соответствующей образцовой мерой. Этот метод является разновидностью метода сравнения, при котором

измерение выполняется дважды и проводится так, чтобы в обоих случаях причина постоянной погрешности оказывала разные, но известные по закономерности воздействия на результаты наблюдений.

*Метод рандомизации* (от англ. *random* – случайный, беспорядочный; в переводе на русский означает: перемешивание, создание беспорядка, хаоса) основан на принципе перевода систематических погрешностей в случайные.

Этот метод позволяет эффективно уменьшать постоянную систематическую погрешность (методическую и инструментальную) путем измерения некоторой величины рядом однотипных приборов с последующей оценкой результата измерений в виде математического ожидания (среднего арифметического значения) выполненного ряда наблюдений. В данном методе при обработке результатов измерений используются случайные изменения погрешности от прибора к прибору. Уменьшение систематической погрешности достигается и при изменении случайным образом методики и условий проведения измерений.

Поясним действие метода рандомизации простым примером. Пусть некоторая физическая величина измеряется  $n$  (число  $n$  достаточно велико) однотипными приборами, имеющими систематические погрешности одинакового происхождения. Для одного прибора эта погрешность – величина постоянная, но от прибора к прибору она изменяется случайным образом. Поэтому, если измерить неизвестную величину приборами и затем вычислить математическое ожидание всех результатов, то значение погрешности существенно уменьшится (как и в случае усреднения случайной погрешности).

*Метод введения поправок.* Довольно часто систематические погрешности могут быть вычислены и исключены из результата измерения с помощью поправки. Поправка  $C$  – величина, одноименная с измеряемой  $x_i$ , которая вводится в результат измерения  $x = x_i + \Delta_C + C$  с целью исключения систематической погрешности  $\Delta_C$ . В случае  $C = -\Delta_C$ , систематическая погрешность полностью исключается из результата измерения. Поправки определяются экспериментально или путем специальных теоретических исследований и задаются в виде формул, таблиц или графиков.

Наиболее просто методом введения поправок исключают постоянные инструментальные систематические погрешности, которые обычно выявляют посредством поверки средства измерения.

Ввод одной поправки позволяет исключить влияние только одной составляющей систематической погрешности. Для устранения всех составляющих, в результат измерения приходится вводить ряд поправок.

Рассмотрим далее некоторые методы, применяющиеся для обнаружения и уменьшения переменных и монотонно изменяющихся во времени систематических погрешностей.

*Метод симметричных наблюдений* весьма эффективен при выявлении и исключении погрешности, являющейся линейной функцией соответствующего аргумента (амплитуды, напряжения, времени, температуры и т. д.).

Предположим, что измеряется величина  $x$ , а результаты наблюдений  $x$ , зависят от времени  $t$ . Для выявления характера изменения погрешности выполняют несколько наблюдений через равные промежутки времени  $\Delta t$ . Пусть выполнено пять наблюдений  $x_1 \dots x_5$  в моменты времени  $t_1 \dots t_5$ . Далее вычисляют средние арифметические значения двух пар наблюдений  $(x_1 + x_5)/2$  и  $(x_2 + x_4)/2$ . Наблюдения в этих парах проведены в моменты  $t_1$ ,  $t_5$  и  $t_2$ ,  $t_4$  симметричные относительно момента  $t_3$ . При линейном характере изменения погрешности, полученные средние значения должны быть одинаковы. Убедившись в этом, результаты наблюдений можно записать в виде  $x_i = x_n + kt_i$  где  $k$  - некоторая постоянная. Пусть  $x_1 = x_n + kt_1$  и  $x_2 = x_n + kt_2$ . Решение системы этих уравнений дает значение  $x$  свободное от переменной систематической погрешности:  $x_n(x_2t_1 - x_1t_2)/(t_2 - t_1)$ . Подобным образом удастся исключить погрешности, обусловленные, например, постепенным падением уровня напряжения источника питания (аккумулятора, батареи).

*Метод анализа знаков неисправленных случайных погрешностей.* Когда знаки неисправленных случайных погрешностей чередуются с некоторой закономерностью, имеет место переменная систематическая погрешность. Если у случайных погрешностей последовательность знаков «+» сменяется последовательностью знаков «-» или наоборот, то присутствует монотонно изменяющаяся систематическая погрешность. Если же у случайных погрешностей группы знаков «+» и «-» чередуются, то имеет место периодическая систематическая погрешность.

*Графический метод* является наиболее простым для обнаружения переменной систематической погрешности в ряде результатов наблюдений. При этом методе рекомендуется построить график, на который нанесены результаты наблюдений в той последовательности, в какой они были получены. На графике через точки наблюдений проводят плавную линию, которая выражает тенденцию результата измерения, если она существует. Если тенденция не прослеживается, то переменную систематическую погрешность считают практически отсутствующей.

В заключение отметим, что при измерениях всегда остаются *неисключённые остатки систематических погрешностей* (НСП).

### 2.3 Случайные погрешности

Для удобства анализа ниже предполагается, что абсолютная погрешность результата измерений является только случайной, т. е.  $\Delta = \Delta'$ , и далее обозначается как  $\Delta$ .

#### Описание и оценка случайных погрешностей

Аналитически случайные погрешности измерений описывают и оценивают с помощью аппарата теории вероятностей и математической статистики.

Наиболее общей характеристикой случайной величины (в данном случае случайной погрешности  $\Delta$ ) является закон (функция) ее распределения. В математике известны две формы описания этого закона: дифференциальная и интегральная.

Дифференциальным законом распределения случайной погрешности  $\Delta$  или плотностью распределения вероятностей (плотностью вероятностей) случайной погрешности называется функция  $p(\Delta) = dF(\Delta)/d\Delta$ , где  $dF(\Delta)$  вероятность нахождения значений погрешности  $\Delta$  в интервале  $d\Delta$ . В данном случае дифференциальный закон  $p(\Delta)$  является одномерным.

Интегральным законом распределения случайной погрешности называется функция  $F(\Delta_r)$ , выражающая вероятность  $P$  того, что случайная погрешность находится в интервале от  $-\infty$  до некоторого значения, меньшего граничного  $\Delta_r$ :

$$F(\Delta_r) = P(-\infty < \Delta < \Delta_r) = \int_{-\infty}^{\Delta_r} p(\Delta) d\Delta. \quad (2.4)$$

Функция  $F(\Delta_r)$  неубывающая и определена так, что  $F(-\infty) = 0$  и  $F(\infty) = 1$ . Практический интерес представляет поиск вероятности  $P$ , с которой погрешность измерений  $\Delta$  находится в некотором заданном интервале погрешностей  $(\Delta_{r1}, \Delta_{r2})$ , где  $\Delta_{r1}$  и  $\Delta_{r2}$  - нижняя и верхняя границы этого интервала. Записывается эта вероятность как  $P(\Delta_{r1} < \Delta_r < \Delta_{r2})$  и в общем случае  $0 \leq P \leq 1$ . Если  $P = 0,6$  и выполнено, например, сто измерений, то можно считать, что шестьдесят значений попадают в интервал  $(\Delta_{r1}, \Delta_{r2})$ .

Для определения вероятности  $P(\Delta_{r1} < \Delta_r < \Delta_{r2})$  можно использовать и интегральный и дифференциальный законы распределения погрешности  $\Delta$ :

$$\begin{aligned} P(\Delta_{r1} < \Delta_r < \Delta_{r2}) &= F(\Delta_{r2}) - F(\Delta_{r1}); \\ P(\Delta_{r1} < \Delta_r < \Delta_{r2}) &= \int_{\Delta_{r1}}^{\Delta_{r2}} p(\Delta) d\Delta. \end{aligned} \quad (2.5)$$

В метрологии чаще используется дифференциальный закон, так как он описывает свойства случайной погрешности с большей наглядностью.

Из физических представлений следует, что вероятность нахождения погрешности  $\Delta$  на интервале всех возможных значений погрешностей измерений, т.е. в общем случае на интервале  $(-\infty, \infty)$ :



$$P(-\infty \leq \Delta \leq \infty) = \int_{-\infty}^{\infty} p(\Delta) d\Delta = 1. \quad (2.6)$$

Выражение (2.6) в математике называется условием нормирования плотности распределения вероятностей  $p(\Delta)$ . Оно означает, что площадь под графиком любой функции  $p(\Delta)$  на интервале всех ее значений должна быть равна единице.

Законы распределения  $p(\Delta)$  могут быть симметричными или несимметричными относительно центра распределения погрешности. В дальнейшем рассматриваются только симметричные законы как наиболее распространенные в практической метрологии.

Описание случайных погрешностей с помощью законов распределения  $p(\Delta)$  является наиболее полным, но экспериментальное определение этих законов требует весьма больших затрат времени. Однако во многих практических случаях нет необходимости описывать случайную погрешность полностью, а достаточно охарактеризовать числами лишь отдельные ее свойства. Такие числовые характеристики в теории вероятностей и математической статистике называют моментами.

Для рассматриваемых ниже симметричных законов  $p(\Delta)$  применяется в основном центральный момент второго порядка, называемый дисперсией:

$$D = \int_{-\infty}^{\infty} \Delta^2 p(\Delta) d\Delta. \quad (2.7)$$

Дисперсия  $D$  характеризует рассеяние погрешностей относительно центра распределения  $\Delta = 0$ . Так как  $D$  имеет размерность квадрата погрешности, то обычно используется среднее квадратическое отклонением (СКО)  $\sigma = \sqrt{D}$ , которое имеет размерность самой погрешности.

В практике измерений наиболее часто используются нормальный (Гаусса), равномерный, трапецеидальный, треугольный (Симпсона) законы, а также закон распределения Стьюдента и другие.

## 2.4 Представление результатов измерений

Любая измерительная информация – результаты и погрешности измерений, эмпирические зависимости и т.д. - должна сопровождаться показателями точности измерений. В целях единообразия отражения результатов и погрешностей измерений необходимо применять однотипные показатели точности измерений и формы представления результатов измерений.

Распространенной ошибкой при оценивании результатов и погрешностей измерений является вычисление их и запись с большим числом значащих цифр. Этому способствует использование для расчетов компьютеров, позволяющих получать результаты расчета с четырьмя и более значащими цифрами. Однако погрешности измерений не всегда

требуется знать с очень высокой точностью. В частности, для технических измерений допустимой считается погрешность оценивания погрешности в 15...20 %. Например, вычислив значение погрешности 0,4359, а результата измерения -12,7254, надо подумать, имеет ли смысл запись результата с такой погрешностью. Ведь если исходить из того, что недостоверность результата уже характеризуется десятыми долями (0,4...), то вклад последующих значащих цифр в оцененную погрешность будет все менее и менее весом и ничего не добавит к информации об измеряемой величине. Поэтому то и необходимо ограничивать число значащих цифр в записи результата измерения.

Соответствующим стандартом установлено, что в численных показателях точности измерений (в том числе и в погрешности) должно быть не более двух значащих цифр. Так, при записи наименьшие разряды числовых значений результата измерения и численных показателей точности должны быть одинаковы. В приведенном примере оценка погрешности должна быть записана как 0,43 или 0,4, а результат измерения – 12,72 или 12,7 соответственно. Расчет погрешностей округления погрешности измерения показывает, что при округлении до двух значащих цифр она составляет не более 5 %, а при округлении до одной значащей цифры - не более 50 %. При этом характеристики погрешности оценивают приближенно; точность оценок согласовывается с целью измерения.

В практической метрологии выработаны следующие правила округления результатов и погрешностей измерений.

1. Результат измерения округляется до того же десятичного знака, которым оканчивается округленное значение абсолютной погрешности. Лишние цифры в целых числах заменяются нулями. Если десятичная дробь в числовом значении результата измерений оканчивается нулями, то нули отбрасываются до того разряда, который соответствует разряду числового значения погрешности.

**Пример.** Результат 4,0800, погрешность 0,001; результат округляют до 4,080.

2. Если цифра старшего из отбрасываемых разрядов меньше 5, то остальные цифры числа не изменяются. Лишние цифры в целых числах заменяются нулями, а в десятичных дробях отбрасываются.

**Пример.** Число 174437 при сохранении четырех значащих цифр должно быть округлено до 174400, число 174,437 - до 174,4.

3. Если цифра старшего из отбрасываемых разрядов больше или равна 5, но за ней следуют отличные от нуля цифры, то последнюю сохраняемую цифру увеличивают на единицу.

**Пример.** При сохранении трех значащих цифр число 12567 округляют до 12600, число 125,67 до 126.

4. Если отбрасываемая цифра равна 5, а следующие за ней цифры неизвестны или нули, то последнюю сохраняемую цифру не изменяют, если она четная, и увеличивают на единицу, если она нечетная.

**Пример.** Число 232,5 при сохранении двух значащих цифр округляют до 232, а число 233,5 до 234.

5. Погрешность результата измерения указывается двумя значащими цифрами, если первая из них равна 1 или 2, и одной - если первая цифра равна 3 или более.

6. Округление производят лишь в окончательном ответе, а все предварительные вычисления проводят с одним-двумя лишними знаками.

Если руководствоваться этими правилами округления, то количество значащих цифр в числовом значении результата измерений дает возможность ориентировочно судить о точности измерения. Это связано с тем, что предельная погрешность, обусловленная округлением, равна половине единицы последнего разряда числового значения результата измерения.

## **2.5 Прямые измерения**

Большинство технических измерений являются однократными. В реальных условиях их точность может быть вполне приемлемой, а простота и высокая скорость ставят однократное измерение вне конкуренции с любыми другими. При однократных измерениях используют единственное значение отсчета показаний прибора. Являясь случайным, однократный отсчет  $x$  включает в себя инструментальную, методическую и личную составляющие погрешности измерения, в каждой из которых могут быть выделены систематические и случайные составляющие.

Оценивание погрешностей прямых однократных измерений можно подразделить на точное и приближенное.

### **Прямые однократные измерения с точным оцениванием погрешностей**

Главной особенностью однократного измерения является то, что законы распределения случайных составляющих неизвестны и представление о них формируют лишь на основе ограниченной априорной информации.

Достаточно легко, путем поверки или по паспортным данным можно получить оценку систематической погрешности измерительного прибора, а анализом метода измерения -- оценку систематической погрешности методического характера. При наличии

в документации на измерительный прибор сведений о дополнительных систематических погрешностях, обусловленных влияющими величинами, эти погрешности также оценивают и учитывают.

После исключения из отсчета всех известных систематических погрешностей считают, что погрешность исправленного результата  $x_{и} = \tilde{A} = A(P_d)$  состоит из неисключенных остатков систематических и случайных составляющих погрешностей. Неисключенные систематические погрешности переводят в категорию случайных и оценивают каждую составляющую своими границами. При этом рекомендуется распределение вероятностей принимать равномерным, если погрешности заданы границами и нормальным, если они заданы СКО.

В качестве границ составляющих неисключенных систематических погрешностей можно принимать, например, пределы допустимых основных и дополнительных погрешностей средств измерений, применявшихся при поверке в качестве образцовых, погрешности расчетных поправок и т.д.

### **Прямые однократные измерения с приближенным оцениванием погрешностей**

При приближенной оценке, как и при точной, необходимо перед началом измерений провести предварительную оценку составляющих погрешности результата измерения. Эту информацию получают из опыта проведения подобных измерений, нормативно-технической документации на используемые средства измерений и других источников. Если оценка погрешности превышает допустимую, то следует выбрать более точное средство измерений или изменить методику измерения.

В простейшем случае погрешность результата измерения равна пределу допускаемой абсолютной основной погрешности средства измерения Аси, определяемой по нормативно-технической документации, если измерения проводились в нормальных условиях. При этом результат измерения можно записать в виде  $x_{и} = \tilde{A} \pm \Delta_{си}$ , т.е. без указания доверительной вероятности, которая подразумевается равной  $P_d = 0,95$ . Если же измерения проводились в условиях, отличающихся от нормальных, то следует определять и учитывать пределы дополнительных погрешностей, а затем суммировать их с основными.

## **2.6 Косвенные измерения**

При косвенных измерениях физическая величина  $A$ , значение которой надо измерить, является известной функцией  $f$  ряда других величин – аргументов  $x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_m$ . Данные аргументы подвергаются прямым измерениям, а величина  $A$  вычисляется по формуле:

$$A = f(x_1, x_2, \dots, x_m). \quad (2.8)$$

В качестве результата косвенного измерения рассматривают оценку величины  $A$ , определяемую подстановкой в (2.8) оценок аргументов этой функции. Каждый из аргументов измеряется с некоторой погрешностью, вносящей определенный вклад в результат косвенного измерения. Причем этот вклад зависит от вида функции (3.28). С учетом этого вида все косвенные измерения подразделяют на линейные и нелинейные.

К линейным косвенным измерениям относятся только те, когда функция (2.8) представляет собой сумму из  $m$  составляющих вида  $a_i x_i$ , где  $a_i$  – некоторое число. При любом другом виде функции (2.8) косвенные измерения относятся к нелинейным.

При нелинейных косвенных измерениях возникают существенные сложности их статистической обработки, связанные с изменением законов распределения случайных величин (аргументов функции (2.8)) в результате их функциональных преобразований. В связи с этим проводят приближенную оценку погрешности результата косвенного измерения на основе линеаризации функции (2.8).

Методика обработки результатов косвенных измерений стандартизирована. В соответствующих документах рассмотрены случаи аналитического представления линейной и нелинейной функции (2.8) при отсутствии и наличии статистической связи (корреляции) между погрешностями измерений аргументов. Приводится критерий проверки гипотезы об отсутствии указанной корреляции.

## **2.7 Контрольные вопросы**

1. Перечислите возможные причины проявления погрешностей измерений.
2. Назовите признаки, по которым классифицируют погрешности.
3. Что принято называть абсолютной, относительной и приведенной погрешностями?
4. Что такое грубые погрешности (промахи)?
5. Какие характеристики погрешностей вам известны?
6. Сформулируйте свойства систематической, случайной и прогрессирующей составляющих погрешности измерений.
7. Приведите известные вам примеры методических погрешностей.
8. В чем заключаются принципы оценивания погрешностей?
9. Какие используют методы исключения или уменьшения систематических погрешностей?
10. При каких условиях погрешность измерения может рассматриваться как случайная величина?
11. Какой математический аппарат используется для оценки случайных погрешностей?
12. Назовите основные законы распределений случайных погрешностей.
13. Что такое нормальное распределение? Укажите основные характеристики нормального закона распределения.
14. Перечислите свойства интегральной и дифференциальной функций распределения случайной величины.
15. Назовите числовые параметры законов распределения.
16. Что такое интеграл вероятностей и для чего он используется?
17. Как описывается и когда используется распределение Стюдента?
18. Что называется доверительной вероятностью и доверительным интервалом?
19. Какие способы задания доверительного интервала вам известны?

20. Перечислите правила округления результатов измерений.
21. Каким образом ориентировочно оценить погрешность результата измерения по числу его значащих цифр?
22. Перечислите основные алгоритмы обработки результатов прямых многократных измерений.
23. Какие меры используются для исключения систематических погрешностей из результатов прямых многократных наблюдений?
24. Что собой представляют неисключенные остатки систематических погрешностей?
25. Что такое грубые погрешности? Как определить их присутствие в выборке?
26. Что представляет собой критерий оценки аномальности результатов наблюдений?
27. Расскажите о критерии «трех сигм».
28. Для чего необходимо идентифицировать форму закона распределения результатов измерений? Расскажите, каким образом это делается.
29. Как определяются границы неисключенных остатков систематических погрешностей измерений?
30. В каких случаях используют доверительную вероятность и доверительный интервал случайных погрешностей?
31. Как определяются границы погрешности результата измерения?
32. Каков порядок обработки результатов однократных измерений с точным оцениванием погрешностей?
33. Как обрабатываются результаты однократных измерений с приближенным оцениванием погрешностей?
34. Как принято обрабатывать результаты линейных и нелинейных косвенных измерений?

### **3 ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИГНАЛЫ И ГЕНЕРАТОРЫ**

При исследованиях, испытаниях, измерениях параметров или характеристик различных радиотехнических схем, устройств и систем требуются источники испытательных и реальных сигналов самых разнообразных форм, частот и мощностей. Подавая эти сигналы в исследуемую аппаратуру, измеряют ряд параметров электрических колебаний, применяя источник в качестве меры (частота гармонического колебания, период следования импульсов, коэффициент модуляции); снимают амплитудно- частотные и переходные характеристики цепей, а также определяют коэффициент шума различных устройств; градуируют или тестируют измерительные приборы; запитывают измерительные линии при определении коэффициентов бегущей и стоячей волны, коэффициентов отражения и полных сопротивлений нагрузки СВЧ устройств. Такие источники различных колебаний называют измерительными генераторами сигналов.

#### **3.1 Общие сведения**

Измерительные генераторы сигналов (автогенераторы) – источники сигналов различных форм и частот, предназначенные для работы с радиоэлектронными схемами. Они имеют ряд принципиальных отличий от обычных генераторов: обладают возможностью точной установки и регулировки выходных параметров колебаний (частоты, формы и уровня напряжения или мощности) в широких диапазонах; имеют высокую стабильность параметров и встроенные измерительные приборы, позволяющие контролировать установки сигналов; могут работать совместно с другими средствами измерения и программного управления.

В зависимости от формы выходных сигналов различают измерительные генераторы гармонических и релаксационных (импульсных) колебаний. В спектре выходного сигнала генератора гармонических колебаний имеется одна или несколько гармоник. Выходные колебания релаксационного генератора содержат широкий спектр гармоник, имеющих соизмеримые амплитуды.

По частотному диапазону генераторы делятся на: инфранизкочастотные (0,01...20 Гц), низкочастотные, или генераторы звукового диапазона (20...300000 Гц), генераторы высоких частот (0,3...300 МГц), сверхвысокочастотные (СВЧ, свыше 300 МГц). Особую группу представляют генераторы случайных колебаний (сигналов) -- измерительные генераторы шумовых сигналов. Отметим также генераторы псевдослучайных и линейно-изменяющихся напряжений (ГЛИН), которые относятся к релаксационным генераторам. Такие генераторы используют как измерительные, так и в качестве генераторов разверток.

Независимо от назначения, принципа действия и схемотехнического выполнения генератор любых перечисленных колебаний (кроме параметрических схем генерации) состоит из нелинейного усилителя, цепи положительной обратной связи и источника питания постоянного тока. Форма и частота выходных колебаний определяются только параметрами самого генератора.

### **3.2 Принципы построения измерительных генераторов**

Генератор гармонических колебаний должен содержать в своем составе узкополосную колебательную систему. Принцип действия релаксационных генераторов основан на зарядно-разрядных или накопительно-поглощающих явлениях, протекающих в широкополосных энергоемких цепях положительной обратной связи.

Рассмотрим условия самовозбуждения генератора гармонических колебаний. Для возбуждения и генерации колебаний часть их мощности с выхода усилителя (точнее, с колебательной системы) подается на его вход по специально введенной цепи положительной обратной связи (ОС). Говоря иначе, подобное устройство «возбуждает само себя» и поэтому называется генератором с самовозбуждением.

Механизм возникновения колебаний в генераторе можно упрощенно трактовать следующим образом. В момент запуска в колебательной системе самопроизвольно возникают слабые свободные колебания, обусловленные включением источников питания, замыканием цепей, скачками токов и напряжений в усилительном приборе и т. д. Благодаря введению цепи положительной ОС часть энергии колебаний с выхода усилителя поступает на его вход. Из-за наличия узкополосной колебательной системы все описанные процессы происходят на одной частоте  $\omega$  и резко затухают на других частотах.

Вначале, после включения питания генератора, усиление возникшего в колебательной системе сигнала происходит в линейном режиме, а затем, по мере роста амплитуды колебаний, существенную роль начинают играть нелинейные свойства усилительного элемента. В результате амплитуда выходных колебаний генератора достигает некоторого установившегося уровня и потом становится практически неизменной. Энергия, отбираемая от источника постоянного тока усилителем схемы за один период колебаний, оказывается равной энергии, расходуемой за то же время в нагрузке. В этом случае говорят о стационарном режиме работы генератора.

Генератор гармонических колебаний (как и колебаний любой формы и частоты) можно представить обобщенной структурной схемой (рисунок 3.1), состоящей из нелинейного резонансного усилителя с комплексным коэффициентом усиления  $K = K(j\omega)$  и цепи положительной ОС с комплексным коэффициентом передачи по напряжению



$\beta = \beta(j\omega)$ . В представленной схеме генератора отмечены комплексные амплитуды следующих напряжений: входного –  $U_{вх} = U_{вх}(j\omega)$ ; выходного –  $U_{вых} = U_{вых}(j\omega)$  и обратной связи –  $U_{ос} = U_{ос}(j\omega)$ .

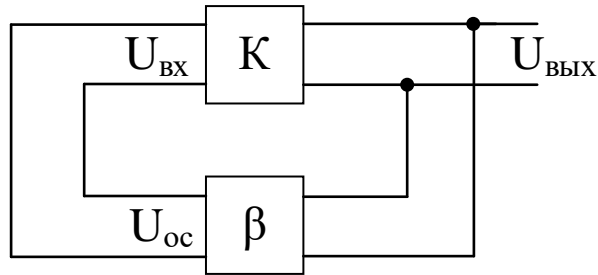


Рисунок 3.1 – Обобщенная структурная схема генератора

Выражение для напряжения обратной связи на любой частоте генерации запишем в виде:

$$U_{ос} = U_{вх} = \beta U_{вых}. \quad (3.1)$$

Тогда выходное напряжение определяется как  $U_{вых} = K U_{вх}$  или с учетом формулы (3.1),  $U_{вых} = K \beta U_{вых}$ . Отсюда следует, что автогенератор будет работать в стационарном режиме при условии, когда

$$K \beta = 1. \quad (3.2)$$

Если  $K \beta > 1$ , то амплитуда выходных колебаний нарастает, что определяет необходимое условие самовозбуждения генератора.

Представим формулу (3.2) следующим образом:

$$K(\omega) e^{j\varphi_K(\omega)} \beta(\omega) e^{j\varphi_\beta(\omega)} = K \beta e^{j(\varphi_K + \varphi_\beta)} = 1. \quad (3.3)$$

Здесь показатели  $K(\omega) = K$  и  $\beta(\omega) = \beta$  – действительные значения коэффициента усиления собственно усилителя (без цепи ОС) и коэффициента передачи цепи положительной ОС;  $\varphi_K(\omega) = \varphi_K$  и  $\varphi_\beta(\omega) = \varphi_\beta$  – фазовые сдвиги, вносимые соответственно усилителем и цепью положительной ОС на текущей частоте  $\omega$ .

В теории генераторов формулу (3.3) представляют двумя равенствами:

$$K \beta = K_{ос} = 1. \quad (3.4)$$

$$\varphi_K + \varphi_\beta = 2\pi n, \quad (3.5)$$

где  $K_{ос}$  – коэффициент усиления с цепью положительной обратной связи;  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

Соотношение (3.4) определяет условие баланса амплитуд в автогенераторе. Из него следует, что в стационарном режиме на генерируемой частоте коэффициент усиления усилителя с обратной связью  $K_{ос} = 1$ .

Равенство (3.5) характеризует условие баланса фаз. Оно показывает, что в стационарном режиме суммарные фазовые сдвиги сигнала на частоте генерации, создаваемые усилителем и цепью положительной ОС, должны быть равны нулю или кратны  $2\pi$ . Следует отметить, что только условие баланса фаз позволяет определить частоту генерируемых колебаний.

В схемах генераторов гармонических колебаний, работающих в стационарном режиме, соотношения (3.4) и (3.5) выполняются на одной фиксированной частоте  $\omega$ , которая является резонансной для узкополосной колебательной системы. При работе автогенератора негармонических колебаний условия (3.4) и (3.5) должны выполняться для некоторой полосы частот.

В генераторах гармонических колебаний колебательными системами служат резонансные  $LC$ -контур (в СВЧ-генераторах для этих целей используются резонаторные системы) и частотно-зависимые (фазирующие)  $RC$ -цепи. Генераторы гармонических колебаний с  $LC$ -контуром называются  $LC$ -генераторами, а с фазирующими  $RC$ -цепями –  $RC$ -генераторами.  $LC$ -генераторы вырабатывают колебания достаточно высокой частоты (более 100 кГц), а  $RC$ -генераторы применяют для создания низкочастотных гармонических колебаний (от долей герц до десятков килогерц).

### **3.3 Аналоговые синтезаторы частоты**

#### **Генераторы гармонических колебаний**

Генераторы гармонических колебаний для средств измерений выполняются в двух видах: генераторы сигналов (ГС) и генераторы стандартных сигналов (ГСС). ГСС имеют более высокие показатели стабильности частоты и формы, но меньшие уровни сигнала, чем ГС. Отечественные генераторы сигналов маркируются ГЗ, а генераторы стандартных сигналов – Г4.

Обобщенные структурные схемы измерительных генераторов гармонических сигналов типа ГС и ГСС представлены на рисунке 3.2.



Рисунок 3.2 – Обобщенные структурные измерительные схемы:  
а) генератор сигнала;  
б) генератор стандартных сигналов

### LC-генераторы

В LC-генераторах, для которых выполняются условия балансов амплитуд и фаз, частота в основном определяется резонансом колебательного контура:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (3.6)$$

Упрощенная схема современного LC-генератора на операционном усилителе – показана на рисунке 3.3 (а). Усилитель автогенератора охвачен двумя цепями обратной связи, обеспечивающими режимы балансов амплитуд и фаз. Баланс амплитуд устанавливается цепью отрицательной ОС, состоящей из резисторов  $R_1$  и  $R_2$ . С ее помощью задается требуемый коэффициент усиления собственно усилителя  $|K| = R_2/R_1$ . Баланс фаз обеспечивает цепь положительной ОС, состоящая из резистора  $R$  и параллельного колебательного LC-контура. Коэффициент передачи цепи положительной ОС:

$$\beta = \frac{R_0}{R_0 + R}, \quad (3.7)$$

где  $R_0$  – резонансное сопротивление параллельного контура.

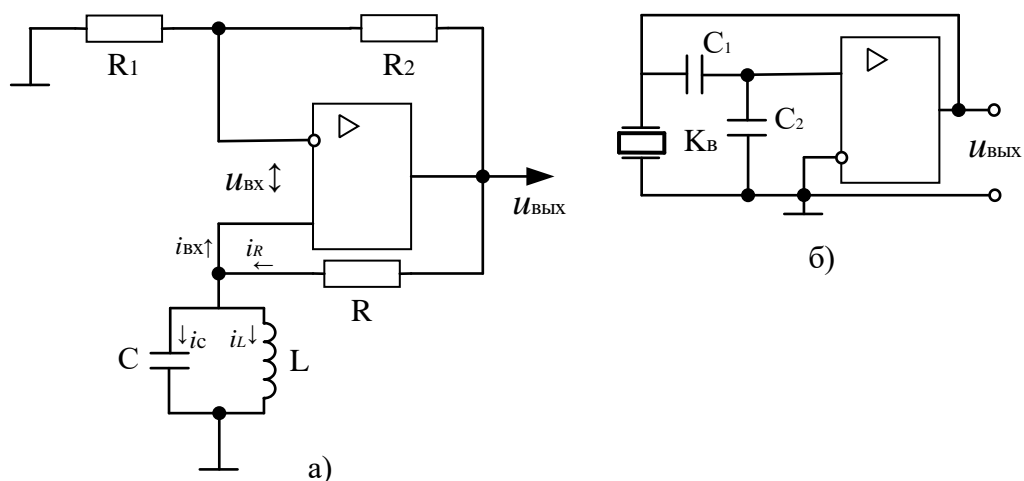


Рисунок 3.3 – Схемы  $LC$ -генераторов на ОУ:  
а) упрощенная электрическая; б) с кварцевой стабилизацией

Кварцевая стабилизация частоты. К  $LC$ -генераторам относятся и генераторы с кварцевой стабилизацией частоты. Данный способ стабилизации основан на применении в электрических схемах кварцевого резонатора вместо элементов  $LC$ -контуров, что позволяет снизить нестабильность частоты колебаний автогенератора до 10 (отклонение частоты на  $\Delta f = 0,1$  Гц от генерируемой в  $f_p = 1$  МГц). Относительная нестабильность частоты в дискретных точках составляет  $5 \cdot 10^{-9}$  за 15 мин и  $3 \cdot 10^{-8}$  за 16 ч работы генератора.

Кварцевый резонатор (сокращенно кварц) представляет собой помещенную в кварцедержатель тонкую прямоугольную пластинку минерала кварца, грани которой определенным образом ориентированы по отношению к осям кристалла. Из физики известно, что кварц обладает прямым и обратным пьезоэлектрическим эффектом (проще, пьезоэффектом). Прямой пьезоэффект возникает при механическом сжатии или растяжении кварцевой пластинки и сопровождается появлением на ее противоположных гранях электрических зарядов.

При воздействии на кварцевую пластинку переменного электрического поля в ней возникают упругие механические колебания (обратный пьезоэффект), приводящие, в свою очередь, к появлению электрических зарядов на гранях пластинки. Кварц можно рассматривать как электромеханическую колебательную систему и сравнивать ее свойства с обычным колебательным  $LC$ -контуром. Добротность кварцевого резонатора достигает сотен тысяч, тогда как у колебательного контура она не превышает 300...400. Механическая прочность и слабая зависимость частотных свойств от температуры обуславливают достаточно высокую эталонность частоты кварцевых резонаторов.

На рисунке 3.3 (б) показана упрощенная схема  $LC$ -генератора с кварцевой стабилизацией.

Как правило, LC-генераторы предназначены для работы в автоматизированных измерительно-вычислительных комплексах и обеспечивают возможность дистанционного управления частотой и уровнем выходного напряжения посредством команд, передаваемых двоично-десятичным кодом. Диапазон перестройки частоты обычно лежит в пределах от 0,01 Гц до единиц мегагерц, минимальная дискретность ее установки составляет 0,01 Гц.

### RC-генераторы

Технические характеристики LC-генераторов в диапазонах достаточно низких частот существенно ухудшаются из-за резкого возрастания величин индуктивностей и емкостей колебательных контуров и соответствующих им размеров катушек индуктивностей и конденсаторов. Кроме того, их трудно перестраивать по частоте в широких пределах. Поэтому в низкочастотных измерительных генераторах гармонических колебаний в качестве колебательных систем и цепей положительной ОС используют частотно-избирательные RC-цепи. Такие генераторы называют RC-генераторами.

Обычно в RC-генераторах включают мост Вина (рисунок 3.4 (а)), который осуществляет сдвиг фазы сигнала обратной связи на  $180^\circ$ .

Схема генератора строится на основе усилителя, у которого в широком диапазоне частот коэффициент передачи – вещественная величина, а фазовый сдвиг  $\varphi = 2\pi$  обеспечивается за счет моста Вина и инверсии сигнала в каскадах усиления.

Частота гармонических колебаний в RC-генераторе с мостом Вина:

$$f = \frac{1}{2\pi RC}.$$

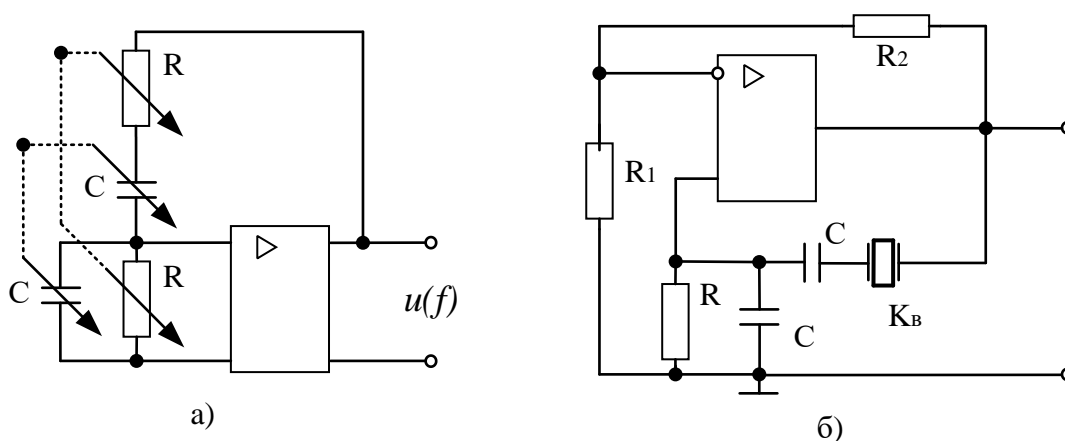


Рисунок 3.4 – Схемы RC-генераторов с мостом Вина:  
а) обычная; б) кварц включен в мост Вина в качестве сопротивления

На рисунке 3.4 (б) изображена упрощенная схема RC-генератора с мостом Вина, в котором вместо одного из резисторов включен кварцевый резонатор, работающий в режиме резонанса напряжений.

## Характеристики генераторов звуковых частот

Генераторы звукового диапазона частот (низкочастотные генераторы) имеют обычно значительный уровень мощности выходного сигнала -- до 5...10 Вт.

Однако такая мощность может выделяться только на согласованной нагрузке, поэтому на выходе генератора часто включают согласующий трансформатор, например, на нагрузки 60, 600, 6000 Ом. Показания электронного вольтметра выходного напряжения будут правильными тоже только при согласованной нагрузке генератора. Погрешность установки частоты генератора можно снизить до величины, меньшей одного процента, ее нестабильность - того же порядка. Повышают стабильность частоты путем применения прецизионных внешних элементов (конденсаторов, индуктивностей и резисторов).

В задающих генераторах звуковых частот используются три метода генерирования:

- прямой;
- метод биений;
- метод электронного моделирования.

Например, в генераторе, показанном на рисунке 3.3 (а), используется прямой метод генерации.

Для повышения стабильности частоты звуковых генераторов часто применяют задающие генераторы на биениях. Структурная схема задающего генератора содержит два первичных высокочастотных генератора фиксированных частот  $f_1$  и  $f_2$ , смеситель и фильтр промежуточной частоты (рисунок 3.5).

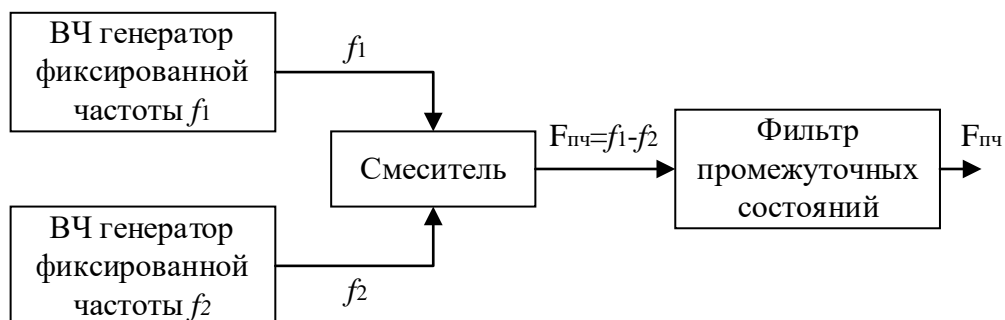


Рисунок 3.5 – Структурная схема измерительного генератора на биениях

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

$F_{пч} = f_2 - f_1$ . Колебание промежуточной частоты  $F_{пч}$  выделяется фильтром промежуточной частоты.

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

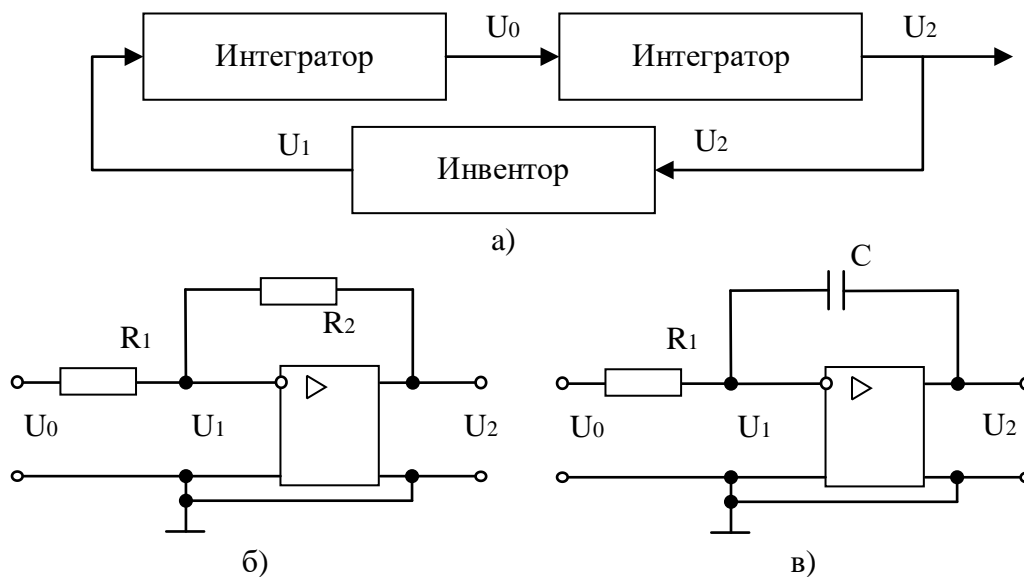


Рисунок 3.6 – Структурные схемы колебательного звена:  
а) электронная модель; б) усилительная; в) интегрирующая

Метод электронного моделирования используют для получения гармонических колебаний инфранизкой частоты.

Генератор инфранизких частот может быть построен по обобщенной структурной схеме (рисунок 3.6) с электронным управлением частотой. Такие устройства принято называть функциональными генераторами.

Задающей генератор представляет собой электронную модель колебательного звена. Основным элементом электронной модели колебательного звена является интегратор, построенный на усилителе постоянного тока – операционном усилителе. Интегратор, как правило, представляет собой запоминающее звено. На рисунке 3.6, а показана структурная схема электронной модели колебательного звена, включаемого в цепь положительной обратной связи автогенератора инфранизких частот. Электронная модель содержит два последовательно включенных интегратора и инвертор в виде усилителя. Усилительное и интегрирующие звенья функционального генератора представлены на рисунке 3.6 (б, в).

## Характеристики высокочастотных генераторов

В диапазоне радиочастот в средствах измерений используются как генераторы сигналов, так и генераторы стандартных сигналов. Генераторы сигналов имеют большую среднюю выходную мощность (до 3 Вт) и используются для питания измерительных передающих антенн и других мощных устройств. Генераторы стандартных сигналов – маломощные источники с низким уровнем выходного напряжения (до 1 В) – применяют при испытаниях и настройке узлов радиоаппаратуры. Основные требования, предъявляемые к ГСС: высокие стабильность частоты и амплитуды выходного сигнала, малый коэффициент нелинейных искажений.

В генераторах стандартных сигналов предусматривается возможность получения амплитудной модуляции за счет использования как внешнего, так и внутреннего источников напряжения. Внутренняя модуляция обычно действует на частотах 400 и 1000 Гц.

### Генераторы сверхвысоких частот

Генераторы сверхвысоких частот (СВЧ-генераторы) работают в диапазоне частот 1...40 ГГц. По типу выходного соединителя с исследуемой схемой они делятся на коаксиальные и волноводные, причем последние более высокочастотные. Для СВЧ-генераторов характерно однодиапазонное построение, с небольшим перекрытием по частоте (около октавы – 2 раза). Некалиброванная выходная мощность измерительного СВЧ-генератора – несколько Вт, а калиброванная достигает нескольких мкВт. Шкалы калиброванных аттенуаторов СВЧ-генераторов градуируют в дБ, а ГСС – в дБ и мкВт.

Генераторы сверхвысоких частот используют для настройки радиоприемных устройств радиолокационных и радионавигационных станций, систем космической связи и спутникового вещания, измерения параметров антенн и т. д. Обобщенная структурная схема генератора СВЧ показана на рисунке 3.7.

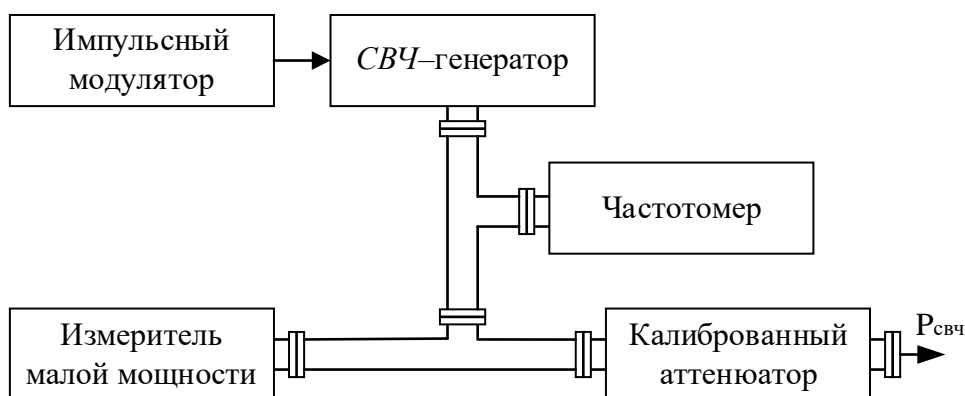


Рисунок 3.7 – Структурная схема генератора сверхвысоких частот



Особенностями измерительных генераторов этого вида являются относительная простота электронной части схемы и сложность механических узлов приборов. Схема генератора СВЧ включает собственно СВЧ-генератор, импульсный модулятор, измеритель малой мощности, частотомер и калиброванный аттенюатор. Все высокочастотные узлы генератора соединяются волноводами.

Задающие СВЧ-генераторы измерительных приборов выполняют на отражательных клистронах с внешним или внутренним резонатором, на диодах Ганна, магнетронах, лавинно-пролетных диодах (ЛПД) или на лампах обратной волны (ЛОВ).

В измерительных СВЧ-генераторах необходима тщательная экранировка, так как утечка мощности с ростом частоты возрастает. Провода питания выполняются в виде коаксиальных кабелей со специальным наполнением, хорошо поглощающим энергию СВЧ-колебаний. Повышенные требования предъявляют и к источникам питания, так как активные элементы СВЧ-диапазона чувствительны к нестабильности питающих напряжений.

### 3.4 Цифровые синтезаторы частоты

#### Цифровые измерительные генераторы низких частот

Самый простой вид аппроксимации – ступенчатая. Она заключается в представлении (замене) синусоидального колебания напряжением ступенчатой формы, весьма мало отличающейся от синусоидальной кривой (рисунок 3.8 (а)).

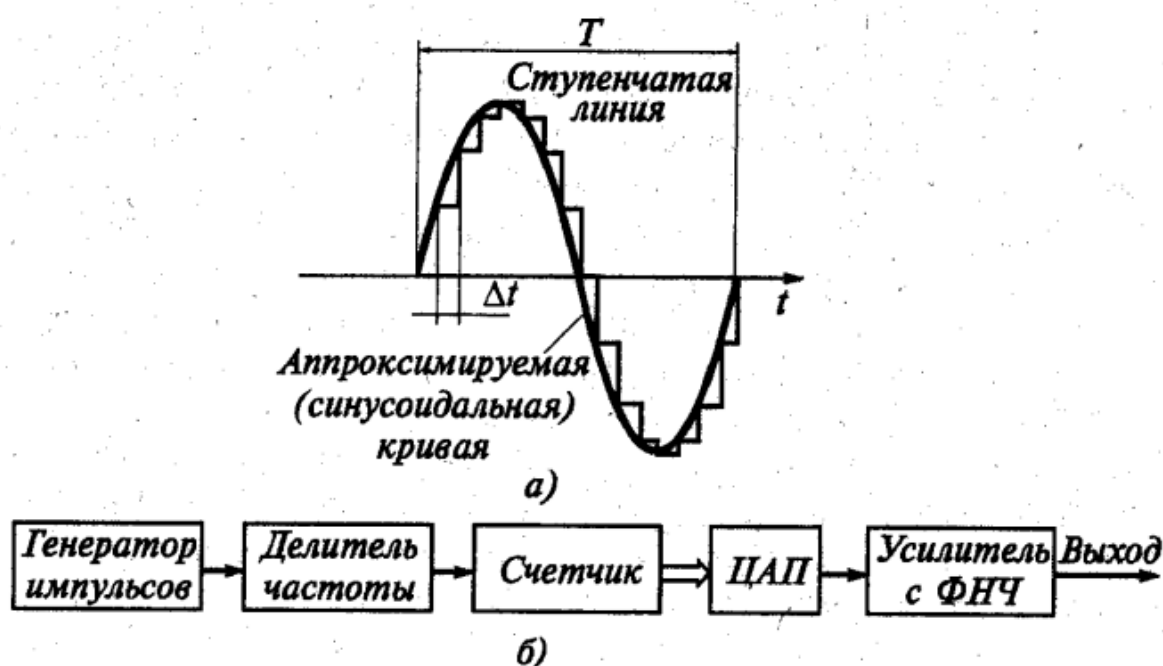


Рисунок 3.8 – Цифровой генератор низких частот:  
а) ступенчатая аппроксимация; б) упрощенная структурная схема

Аппроксимируемое гармоническое напряжение  $u(t) = U_m \sin(\omega t)$  дискретизируется во времени (равномерная дискретизация с шагом  $\Delta t$ ) и в интервале, разделяющем два соседних момента времени  $t_i$  и  $t_{i+1}$ , синусоидальное колебание заменяется напряжением постоянного тока – ступенькой, высота которой равна значению аппроксимируемого напряжения в момент  $i$ , т.е.  $u(t_i) = U_m \sin(\omega t_i)$ . В результате такой замены вместо кривой синусоидальной формы получается ступенчатая линия, изображенная на рисунке 3.8 (а).

При имеющемся периоде  $T$  гармонического колебания число ступенек  $p$ , приходящихся на один период, определяется шагом дискретизации:  $p = T / \Delta t$ . Если же из технических соображений число ступенек задано, то изменение шага дискретизации приводит к изменению периода формируемого напряжения, поскольку  $T = p \Delta t$ .

Учитывая, что  $t_i = p \Delta t$ , уравнение ступенчатой кривой можно представить в виде  $u(i \Delta t) = U_m \sin(i \omega \Delta t)$  или с учетом значения  $p$  и соотношения  $\omega = 2\pi / T$  записать в следующем виде:

$$u(i \Delta t) = U_m \sin(i 2\pi / p). \quad (6.9)$$

Кроме того, ступенчатая кривая тем точнее приближается по форме к синусоиде (уменьшается погрешность аппроксимации), чем больше выбрано число ступеней  $p$ . Когда это число достаточно велико, сформированное ступенчатое напряжение можно рассматривать как низкочастотное синусоидальное напряжение, искаженное в небольшой степени высокочастотной аддитивной помехой.

Спектральный анализ напряжения, полученного путем ступенчатой аппроксимации, показывает, что его спектр содержит гармонику основной частоты и ряд высших гармоник. При этом оказывается, что ближайшей к основной высшей гармоникой будет составляющая с номером  $p - 1$ , следующей – гармоника номера  $p + 1$ , затем гармоники номеров  $2p - 1$  и  $2p + 1$  и т.д. Например, при  $p = 25$  и частоте напряжения  $f$  основной гармоники ближайшими высшими гармониками будут 24-я, 26-я и 49-я, 51-я гармоники, т. е. напряжения частот  $24f$ ,  $26f$ ,  $49f$ ,  $51f$ . Такие соотношения между основной и высшими гармониками позволяют просто осуществить высококачественную фильтрацию, резко ослабляющую уровни высших гармоник, т.е. получить синусоидальное напряжение, характеризуемое достаточно малым коэффициентом нелинейных искажений.

Упрощенная структурная схема цифрового генератора, формирующего ступенчатую кривую напряжения, приведена на рисунок 3.8 (б). Импульсный кварцевый генератор вырабатывает периодическую последовательность коротких импульсов с периодом следования  $T$ . На выходе делителя частоты с регулируемым коэффициентом деления  $g$  получается периодическая последовательность импульсов с периодом следования  $\Delta t = gT$ , задающим шаг дискретизации. Импульсы поступают в счетчик емкостью  $p$ . Кодовая

комбинация, определяемая числом  $i$  импульсов, накопленных в счетчике, передается в схему ЦАП. Последний вырабатывает напряжение, соответствующее числу  $i$ , т.е.  $u(i\Delta t) = U_m \sin(i2\pi/p)$ . Таким образом формируются  $p$  ступенек аппроксимируемой кривой. После накопления  $p$  импульсов счетчик переполняется и сбрасывается в нуль. С приходом  $(p + 1)$ -го импульса начинается формирование нового периода ступенчатой кривой.

Частоту формируемого колебания при фиксированном числе ступенек  $p$  регулируют, изменяя шаг дискретизации  $\Delta t$ , что достигается изменением коэффициента деления  $g$  делителя частоты.

### 3.5 Измерительные генераторы на основе прямого цифрового синтеза сигналов

Принцип работы *DDS* генераторов – получение потока цифровых кодов, описывающих требуемую форму сигнала. Далее эти коды с помощью высокоскоростного ЦАП преобразуются в аналоговый образ синтезированного выходного сигнала. Генерируемый сигнал характерен свойственной цифровым системам точностью. Частота, амплитуда и фаза сигнала в любой момент времени известны и легко регулируются. Генераторы *DDS* практически не подвержены температурному дрейфу и старению. Единственным элементом, который обладает свойственной аналоговым схемам нестабильностью, является ЦАП. Высокие технические характеристики стали причиной того, что в последнее время *DDS* генераторы вытесняют как обычные синтезаторы частот, так и аналоговые функциональные генераторы.

Основные преимущества метода *DDS*:

- высокое разрешение по частоте и фазе, управление которыми осуществляется в цифровом виде. Частотное разрешение современных *DDS* генераторов составляет сотые и даже тысячные доли герца при выходной частоте до десятков мегагерц;
- быстрый переход на другую частоту (время перехода составляет доли микросекунд). Скорость перестройки ограничена практически только быстродействием цифрового управляющего интерфейса. Перестройка по частоте происходит без разрыва фазы, без выбросов и других аномалий, связанных с процессом установления в генераторах с ФАПЧ;
- из-за малого шага перестройки по частоте не требуется точная подстройка опорной частоты – вместо нее легко ввести код поправки. Также упрощается параметрическая температурная компенсация источника опорной частоты;
- поскольку выходной сигнал синтезируется в цифровом виде, то ограничений в выборе формы сигнала практически нет. В частности, легко реализовать модуляцию различного вида.

Метод DDS имеет и некоторые ограничения:

- максимальная выходная частота теоретически не может быть выше половины тактовой (на практике она в 5–6 раз меньше). Это ограничивает верхнюю частоту применения метода DDS областями ВЧ и нижней части СВЧ диапазонов (в настоящее время в генераторах высокого класса используют тактовые частоты до единиц и десятков ГГц);
- побочные составляющие выходного сигнала могут быть более заметными по сравнению с синтезаторами других типов. Спектральная чистота выходного сигнала DDS сильно зависит от качества ЦАП;
- потребляемая DDS-генераторами мощность питания практически прямо пропорциональна тактовой частоте и может достигать сотен милливатт. При больших тактовых частотах DDS могут оказаться непригодными для устройств с батарейным питанием.

Отметим особенности выходного сигнала цифрового генератора. После ЦАП мы получаем сигнал в виде ступенчатого образа желаемой функции. Разность между идеализированной формой сигнала и его реализацией на выходе ЦАП называется шумом квантования. Амплитуда шума зависит от разрядности ЦАП и составляет половину интервала квантования («ступеньки»)  $\Delta$ . Считается, что закон распределение шума квантования равномерный с нулевым математическим ожиданием и среднеквадратическим отклонением  $\text{СКО} = \sqrt{D} = \Delta / \sqrt{12}$ . Тогда оценка отношения сигнал/шум (SNR) выходного сигнала генератора с амплитудой  $U_{\text{вых}}$  равна:

$$C/\text{Ш} = \frac{U_{\text{вых}}}{\text{СКО}} = \frac{2U_{\text{вых}}\sqrt{3}}{\Delta} = m\sqrt{3} = 2^N\sqrt{3}.$$

где  $m$  – количество ступенек квантования в размахе синусоиды ( $U_{\text{p-p}} = 2U_{\text{вых}}$ )  
 $m = 2U_{\text{вых}} / \Delta = 2^N$ ,  $N$  – двоичная разрядность ЦАП. Обычно отношение сигнал/шум выражают в дБ:

$$(C/\text{Ш})_{\text{дБ}} = 20\lg(2^N\sqrt{3}) = (6N + 4.77), \text{дБ}.$$

Очевидно, что шум квантования существенно зависит от разрядности ЦАП, поэтому в цифровых генераторах используют высокую разрядность (12...14 бит). Снижает шум квантования также фильтрация (сглаживание) сигнала на выходе генератора. Тем не менее, отличие цифрового сигнала DDS и аналогового сигнала обычного измерительного генератора всегда существуют и должны учитываться.

Основным блоком формирования выходного сигнала в схеме генератора DDS является ЦАП (рисунок 3.9).

Для получения требуемой формы сигнала (например, гармонической) на вход ЦАП необходимо подать последовательность отсчетов функции  $\sin(x)$ , следующих с частотой дискретизации. Наиболее подходящим способом формирования отсчетов функции является табличный метод.

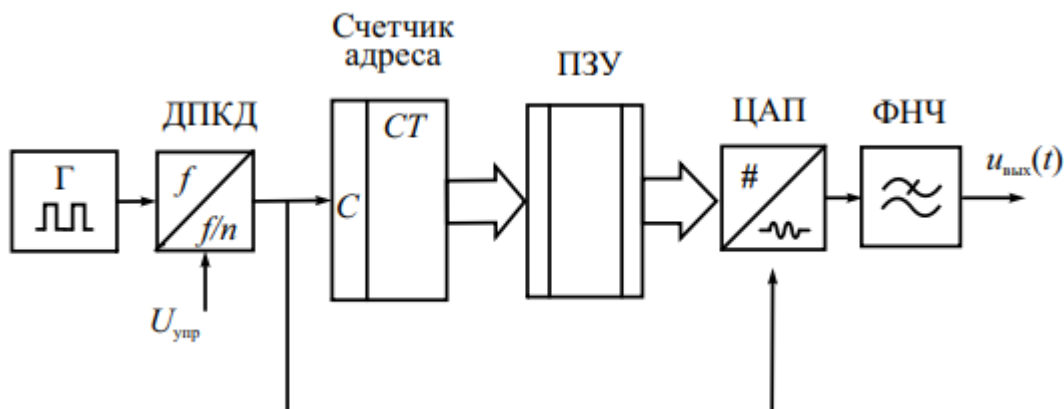


Рисунок 3.9 – Простейший вариант реализации DDS с двоичным счетчиком

Перекодировочная таблица (*Look Up Table*) размещается в ПЗУ. Код адреса, который подается на адресные входы ПЗУ, является аргументом функции  $\sin(x)$ . Это фаза гармонической функции. Выходной код ПЗУ равен значению гармонической функции для данного значения фазы. Аргумент функции  $\sin(x)$  меняется во времени линейно. Сформировать линейно меняющуюся последовательность кодов способен сделать простой двоичный счетчик. Он задает адрес ячеек ПЗУ, куда записана таблица значений одного периода функции  $\sin(x)$ . Для уменьшения объема ПЗУ можно использовать свойства симметрии функции  $\sin(x)$ . В большинстве *DDS* в ПЗУ содержится только 1/4 периода. Отсчеты с выхода ПЗУ поступают на ЦАП, который формирует на выходе синусоидальный сигнал. На выходе ЦАП предусмотрен ФНЧ для подавления высокочастотных составляющих спектра дискретизированного сигнала, повторяющихся с тактовой частотой (*anti-aliasing filter*). Далее сглаженный сигнал поступает на выходные блоки генератора, осуществляющие усиление, стабилизацию и регулировку амплитуды выходного сигнала.

Для перестройки выходной частоты используют делитель с переменным коэффициентом деления, на вход которого поступает тактовый сигнал с опорного генератора импульсов. Регулируя коэффициент деления, можно менять период следования импульсов, поступающих на счетчик. Это меняет частоту дискретизации синтезируемого сигнала.

Такая структура *DDS* имеет очевидные недостатки. Поскольку тактовая частота делится на целое число, шаг перестройки будет переменным, причем чем больше

коэффициент деления, тем меньше относительная величина шага. Кроме того, при перестройке частоты будет меняться и частота дискретизации. Это затрудняет фильтрацию выходного сигнала (при перестройке частоты требуется переключать частоту среза ФНЧ), а также ведет к неоптимальному использованию ЦАП. Его скоростные свойства будут в полной мере использованы лишь на максимальной частоте дискретизации.

Недостатки описанной выше структуры могут быть устранены путем замены адресного счетчика ПЗУ накапливающим сумматором. Он представляет собой ячейку памяти (регистр), в которой на каждом такте работы устройства записывается значение текущей фазы сигнала. Она будет равна сумме предыдущего значения и заданного приращения фазы, которое хранится в своем регистре и является, по сути, кодом выходной частоты  $M$  (рисунок 3.10).

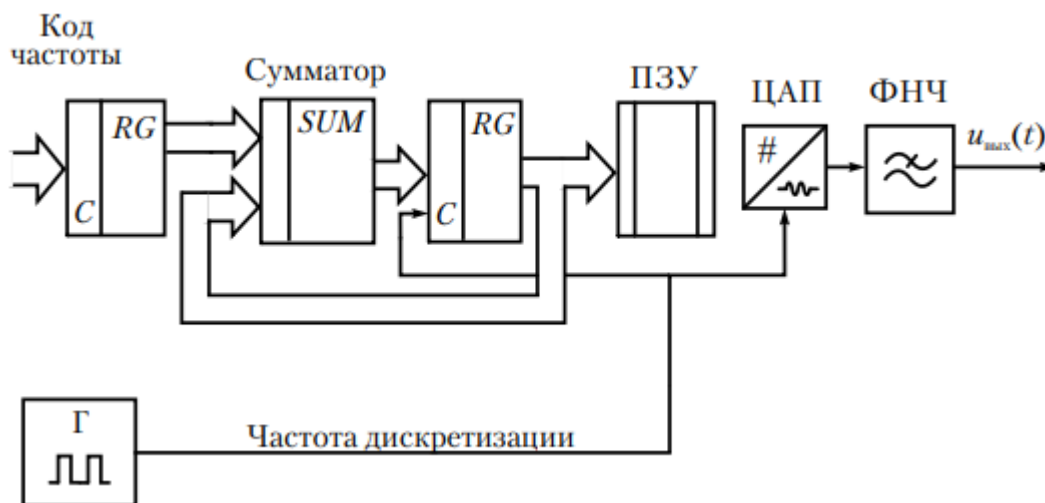


Рисунок 3.10 – Генератор типа AFG с аккумулятором фазы

Поскольку накапливающий сумматор и регистр фазы используют для формирования текущего кода фазы, их называют аккумулятором фазы. Его выходной код представляет собой код мгновенной фазы выходного сигнала. Содержимое регистра фазы линейно увеличивается во времени. Если приращение фазы  $M$  равно единице, то поведение накапливающего сумматора ничем не отличается от поведения двоичного счетчика. Но если приращение фазы будет равно, например, двум, то код фазы будет изменяться вдвое быстрее. При этом на ЦАП коды будут поступать с той же частотой, но будут представлять собой не соседние, а взятые из ПЗУ через один отсчеты функции  $\sin(x)$ . Частота генерируемого сигнала при этом будет вдвое большей, а частота дискретизации останется прежней. Меняя значение приращения фазы  $M$ , регулируют выходную частоту сигнала DDS генератора. Аккумулятор фазы имеет конечную разрядность  $N$  и работает с периодическими переполнениями, обеспечивая арифметику по модулю  $2^N$ . Такое

периодическое переполнение соответствует периодическому поведению функции  $\sin(x)$ . Другими словами, частота переполнения аккумулятора фазы равна частоте выходного сигнала. Это частота определяется формулой:

$$f_{\text{вых}} = M \cdot f_{\text{оп}} / 2^N,$$

где  $M$  – код частоты;  $N$  – двоичная разрядность аккумулятора фазы.

Тактовая частота опорного генератора делится на число, которое определяется кодом частоты и разрядностью аккумулятора фазы. При этом шаг перестройки частоты не зависит от ее значения и равен:

$$\Delta f_{\text{вых}} = f_{\text{оп}} / 2^N.$$

Из этого соотношения следует, что если увеличить разрядность  $N$ , то уменьшится шаг перестройки частоты.

В схема адресации с применением фазового аккумулятора увеличение частоты достигается путем пропуска некоторых точек в таблице, а уменьшение частоты – за счет повторения точек. Пропуски или повторения точек могут происходить в разные моменты периода сигнала (эффект «разрыва фазы»). Целое число дискретов времени на период сигнала укладывается лишь в частном случае. В большинстве случаев это не так, и на каждом новом периоде сигнала отсчеты находятся в новых местах. Это может приводить к эффектам паразитной амплитудной модуляции, а также к увеличению джиттера и фазовых шумов выходного сигнала.

Рассмотренная выше структура применяется во многих современных генераторах с DDS. Такие приборы называют «генераторами произвольных функций» (*AFG – Arbitrary Function Generators*) или цифровыми функциональными генераторами. Они характеризуются фиксированной частотой дискретизации (что позволяет использовать только один выходной фильтр) и фиксированную длину внутренней памяти («таблицу памяти»), в которой заложена информация о форме требуемого сигнала. *AFG*-генераторы не позволяют воспроизводить колебания разной формы во всем диапазоне частот генератора, что отличает их от аналоговых функциональных генераторов. Так, если *AFG*-генератор может вырабатывать синусоидальный сигнал с максимальной частотой 100 МГц, то прямоугольный сигнал (меандр) уже будет ограничен частотой 50 МГц, а более сложный сигнал (например, треугольный) вообще может иметь максимальную частоту 1 МГц. Причина этого состоит в том, что для представления сложного сигнала (по теореме Котельникова) требуется большее количество отсчетов на период. Соответственно, при фиксированной частоте дискретизации это возможно только при меньшей частоте выходного сигнала.

Недостатки AFG преодолены в приборах с другим способом формирования адресов. Их называют генераторами сигналов произвольной формы (*AWG – Arbitrary Waveform Generators*). Генераторы класса *AWG* – это цифровые генераторы, способные вырабатывать сигнал любой формы, включая нарисованную от руки или восстановленную путем захвата реального сигнала с помощью цифрового осциллографа.

Основной чертой *AWG* является переменная частота дискретизации, что позволяет генерировать точно повторяемые выходные сигналы сложной формы. Частота выходного сигнала будет определяться отношением используемой частоты дискретизации и используемого количества точек в таблице памяти. Частота дискретизации и длина таблицы памяти могут быть настроены для получения желаемой частоты выходного сигнала. Поэтому каждая точка сигнала, извлекаемая из ПЗУ в реальном масштабе времени сигнала, оцифровывается ЦАП. Выходной сигнал состоит из точно повторяющихся шаблонов для каждого периода. При этом не используется пропуск или повторение точек сигнала (как в случае использования фазового аккумулятора). Поэтому джиттер и фазовые шумы выходного сигнала минимальны.

Генератор *AWG* дает возможность пользователю сегментировать память (делить ее на различные области) и использовать каждый сегмент данных для различных форм сигналов индивидуально. Генераторы сигналов произвольной формы имеют последовательный режим работы с памятью, который позволяет связывать или повторять сегменты любым образом по выбору пользователя. Отметим, что использование различных частот дискретизации в *AWG* затрудняет реализацию стандартных видов модуляции и быстрой перестройки частоты выходного сигнала.

К отдельной разновидности генераторов с цифровым принципом синтеза формы относят многоканальные источники сигналов цифровых и логических устройств. Их называют генераторами паттернов данных (*Data Pattern Generators*). Паттерн – это логический сигнал, представляющий собой импульсную последовательность, в которой закодирован двоичный код этого сигнала. Паттерны могут иметь большую длительность (десятки Мбайт), частота передачи импульсов может достигать нескольких Гбит/с. Число выходных каналов зависит от назначения генератора (от 1 до 96). Обычно такие генераторы являются частью логических анализаторов цифровых устройств. Коллекция паттернов, генерируемых прибором, хранится в энергонезависимой памяти. Предусматривают и ручной режим формирования паттернов, а также загрузку их с внешнего компьютера. Вид вызываемых паттернов индицируется на дисплее генератора.

Основные применения генераторов паттернов:

- контроль высокоскоростных импульсных и цифровых устройств;



- отладка высокоскоростных интерфейсных шин различного типа
- испытание высокоскоростных устройств передачи, приема и преобразования цифровой информации (например, систем сотовой связи).

### 3.6 Генераторы шумовых и шумоподобных сигналов

Генераторы шумовых сигналов (шумовые генераторы) вырабатывают флуктуационные напряжения с определенными (заданными) вероятностными характеристиками.

Основной узел шумового генератора – задающий генератор (рисунок 3.11). Его сигналы должны иметь равномерную спектральную плотность мощности по всей требуемой полосе частот (теоретически это белый шум). В задающем генераторе используются физические явления, при которых возникают достаточно интенсивные шумы со статическими характеристиками и параметрами, поддающимися достаточно несложному математическому анализу.

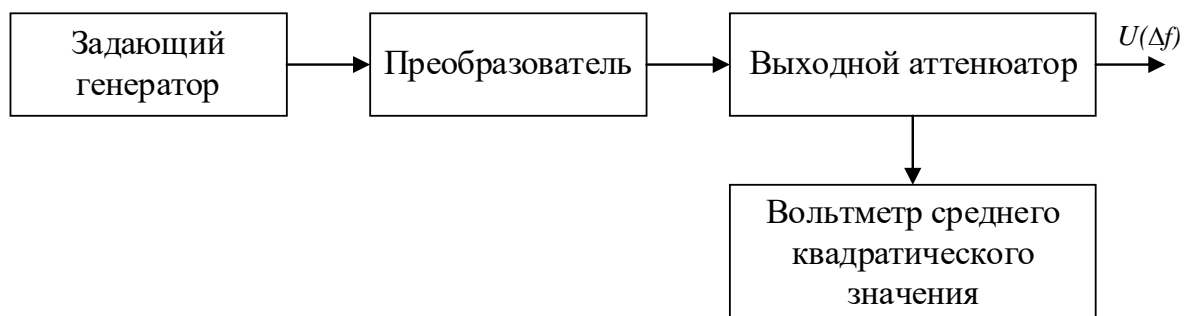


Рисунок 3.11 – Структурная схема шумового генератора

#### Источники теплового шума

Нагретый проволочный резистор. В качестве образцового источника шума может служить нагретый проволочный резистор, среднее квадратическое значение напряжения, на котором рассчитывается по формуле:

$$U^2 = 4kTR\Delta f, \quad (3.8)$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/град – постоянная Больцмана;  $T$  – абсолютная температура резистора в градусах Кельвина;  $R$  – сопротивление резистора;  $\Delta f$  – полоса пропускания.

Конструктивно резистор выполняется в виде вольфрамовой спирали, намотанной на керамический каркас, температура которой поддерживается постоянной.

К источникам тепловой шумовой мощности относится и болометрический генератор. Болометр представляет собой вакуумный стеклянный баллон, внутри которого натянута вольфрамовая нить.

Источники теплового шума используются в качестве образцовых генераторов шумовых напряжений, так как расчетные данные хорошо совпадают с практическими результатами.

В шумовых генераторах также применяются фотоэлектронные умножители, газоразрядные трубки, шумовые диоды и т. п.

### **Газоразрядные источники**

Широкое применение в качестве первичного источника шума в сантиметровом диапазоне волн нашли газоразрядные шумовые трубки (ГШТ) с положительным столбом. Газоразрядные шумовые трубки имеют высокую равномерность спектральной плотности мощности шума в широкой полосе частот, стабильный и относительно высокий уровень мощности, просты в эксплуатации, устойчивы к жестким воздействиям внешней среды и обладают достаточно высокой эксплуатационной надежностью.

Газоразрядный шумовой генератор выполнен в виде стеклянной трубки, наполненной инертным газом (аргоном или неоном) до давления от сотен до тысяч паскалей. На одном конце трубки расположен прямонакальный, или подогреваемый катод, на противоположном – анод. Свойство газоразрядных трубок генерировать шумы обусловлено колебаниями электронов в плазме. Для практического использования шумового излучения положительного столба ГШТ помещают в специальные генераторные секции. В зависимости от диапазона частот и типа трубки могут быть использованы генераторные секции, выполненные на волноводе, коаксиальной или полосковой линии.

Волноводные шумовые генераторы представляют собой отрезок волновода, в центре широкой стенки которого под малым углом ( $7...15^\circ$ ) помещается ГШТ. Наклонное положение трубки в волноводе обеспечивает при разряде равномерное внесение потерь на достаточной длине линии, благодаря чему достигается удовлетворительное согласование ГШТ с линией передачи в широком диапазоне частот.

Разработка генераторов шума в коротковолновой части миллиметровых волн сопряжена с большими трудностями из-за малого диаметра и толщины стенок ГШТ. В связи с этим шумовые генераторы миллиметрового диапазона изготавливают пакетированными без возможности в процессе эксплуатации производить смену ГШТ.

В длинноволновой части сантиметровых волн из-за сложности согласования трубки с линией передачи обычно применяют коаксиальные или полосковые генераторы шума.

В коаксиальных генераторах шума ГШТ помещают внутри ленточной спирали, которая является внутренним проводником коаксиальной линии. Внешним проводником служит цилиндрическая поверхность корпуса линии. Форма спирали (зазор между

соседними витками, диаметр спирали) определяется исходя из требуемого волнового сопротивления, связи трубки с линией передачи, диапазона частот.

Полосковые генераторы шума представляют собой симметричную полосковую линию, вдоль оси которой помещается газоразрядная шумовая трубка.

Интенсивность излучения ГШТ определяется главным образом электронной температурой плазмы. Потери, вносимые генератором шума в тракт, в выключенном состоянии в основном определяются потерями в стенке трубки, линии передачи и в присоединительных элементах.

На практике часто требуется использовать генераторы шума в импульсном режиме. Длительность импульса горения ГШТ ограничена снизу длительностью переходного процесса в газовом разряде. В зависимости от допустимых искажений минимальная длительность модулирующего импульса может составлять  $0,2 \dots 1$  мс.

### **Генераторы шума на полупроводниковых приборах**

Генераторы на лавинно-пролетных диодах. Из генераторов шума на полупроводниковых приборах наибольшее применение в практике измерений находят генераторы на лавинно-пролетном диоде (ЛПД). Конструктивно они состоят из ЛПД и генераторной секции, служащей для согласования входного сопротивления  $p$ - $n$ -перехода с сопротивлением нагрузки. Основным источником шумового излучения в ЛПД являются дробовые флуктуации тока насыщения диода.

Лавинно-пролетные диоды имеют резкую зависимость полного сопротивления  $p$ - $n$ -перехода в рабочем режиме от частоты и тока диода. Это затрудняет согласование диода с высокочастотным трактом в широкой полосе частот. При создании генераторов шума на ЛПД эти особенности учитываются соответствующим выбором тока диода, коэффициента передачи, напряжения пробоя и прочее.

Генераторы шума на ЛПД перекрывают дециметровый и сантиметровый диапазоны волн. Они могут работать как в режиме непрерывных колебаний, так и в режиме импульсной модуляции при длительности импульсов от нескольких долей микросекунд и более.

Отечественные низкочастотные генераторы шумов обозначаются как Г2, работают в диапазоне от 20 Гц до 10 МГц и вырабатывают мощность до 5 Вт. СВЧ-генераторы имеют высшую частоту рабочего диапазона до 37 ГГц, и, как и генераторы гармонических колебаний, выполняются однодиапазонными с малым перекрытием по частоте. Обозначаются шумовые СВЧ-генераторы так же, как и низкочастотные – Г2.

В качестве преобразователей спектра в шумовых генераторах применяются усилители, фильтры, ограничители, генераторы перестраиваемой частоты – в зависимости

от того, какое преобразование шума требуется. Так, применив в качестве преобразователя фильтр с определенным коэффициентом передачи, можно получить из генератора белого шума генератор стационарного случайного процесса со спектральной плотностью мощности, изменяющейся по заданному закону в определенном диапазоне частот. Основным элементом выходного устройства генератора служит калиброванный аттенюатор, обеспечивающий одинаковый коэффициент деления мощности по всей полосе частот шума. Для контроля уровня выходной мощности в схему генератора встраивается вольтметр среднего квадратического значения.

### **Генераторы шумоподобных сигналов**

В настоящее время в теоретической радиотехнике, системах передачи информации и, особенно, системах мобильной связи усиленно внедряются сигналы с заданными корреляционными и спектральными свойствами. Эти сигналы имеют спектральные характеристики, близкие к белому (квазибелому) шуму в широкой полосе частот. Подобные сигналы принято называть шумоподобными (широкополосными) сигналами (ШПС), сигналами без несущей или сигналами с рассеянным спектром. Структура шумоподобных сигналов хорошо приспособлена для цифровых систем связи. Шумоподобные сигналы, во-первых, позволяют уплотнить перегруженный частотный диапазон, а во-вторых, обеспечивают скрытность передачи информации или абонентских переговоров.

В связи с отмеченным, в контрольно-измерительных устройствах все более широкое распространение получают измерительные широкополосные (шумовые) генераторы, выполняемые на элементах цифровой техники. По сравнению с генераторами, в основе которых лежат физические приборы, в подобных генераторах используются программные пакеты, и поэтому они обладают рядом достоинств. К ним относятся возможность точного контроля частоты и точного определения статистических характеристик генерируемого сигнала, постоянство его средней мощности во времени и в широкой полосе частот, отсутствие дрейфа и т.д.

Если рассматривать последовательности из  $n = M$  двоичных импульсов прямоугольной формы, которые в соответствии с номером позиции  $M$  могут принимать значения  $\pm 1$  (иногда  $-1$  и  $0$ ), то простым перебором можно найти такие последовательности, для которых

$$\frac{E}{E_1} = n, \quad (3.9)$$

где  $E$  – энергия всей импульсной последовательности,  $E_1$  – энергия одного импульса.

Последовательность класса шумоподобных сигналов повторяется через период  $T = n\Delta t = (2^m - 1) \Delta t$ , где  $\Delta t = 1/F_c$ . – интервал следования сдвигающих импульсов

(рисунок 3.12 (а)), или длительность одного элемента ( $F_c$  - частота следования последовательности). Например, изображенная на рисунке 3.12 (б) псевдослучайная двоичная последовательность, имеет период, содержащий 8 элементов.

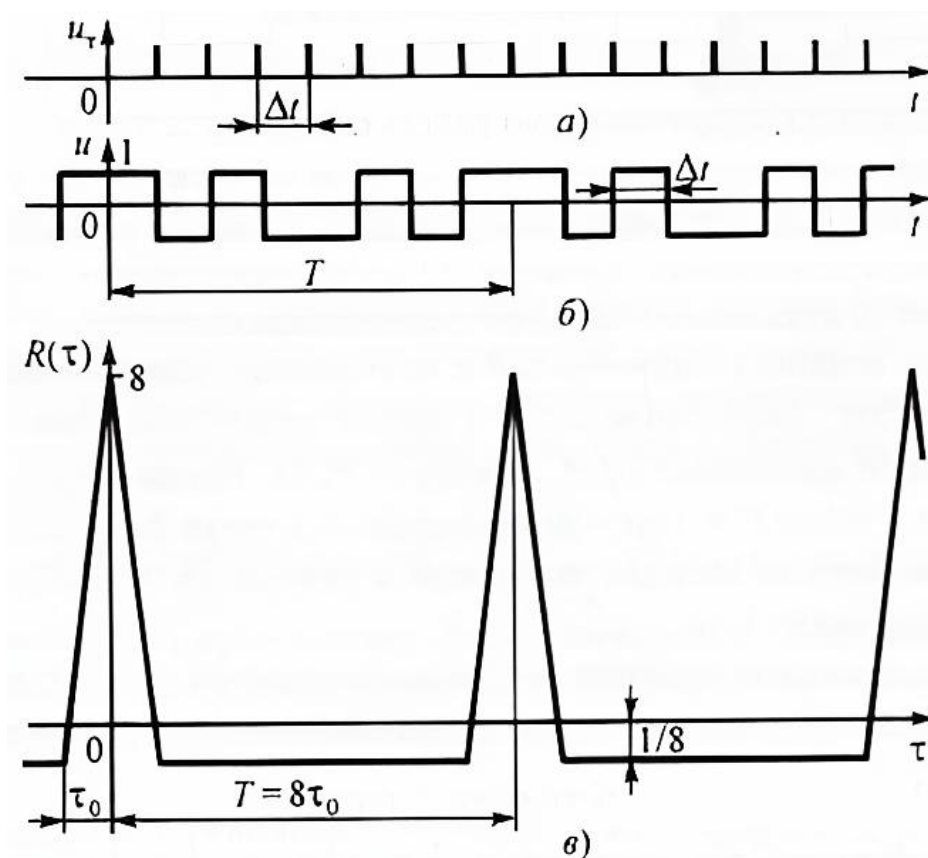


Рисунок 3.12 – Восьмиеlementный шумоподобный сигнал:  
 а) сдвигающие импульсы; б) диаграмма функции; в) АКФ

Вследствие кусочно-постоянного характера двоичного псевдослучайного сигнала его автокорреляционная функция (АКФ) изменяется линейно в интервале дискретизации  $\Delta t$ . Если бы сигнал был действительно случайным, то он бы характеризовался дельта-функцией – АКФ белого шума. У двоичной псевдослучайной последовательности АКФ имеет вид, изображенный на рисунке 3.12 (в). Она отличается наличием ненулевого смещения.

Наиболее распространенным примером технической реализации шумоподобных сигналов (сигнальной конструкции) могут служить сформированные определенным образом псевдослучайные последовательности прямоугольных радиоимпульсов, в частности, при манипуляции несущего колебания двоичными кодами. При этом наиболее успешно развиваются цифровые методы генерации сигналов на основе дискретных ортогональных сигналов в виде линейных  $M$ -последовательностей, функций Уолша и др.

### Линейные двоичные М-последовательности

Шумоподобный сигнал генерируется в виде двоичной последовательности импульсов, причем переключение с одного элемента на другой, которое может быть дискретным во времени и происходить через равные интервалы  $\Delta t$ , выполняются псевдослучайным образом. Поэтому длительность существования уровней 1 или -1 псевдослучайна. Для линейной двоичной псевдослучайной М-последовательности характерно следующее:

1. Отношение уровня главного максимума к максимальному значению боковых лепестков АКФ приближенно растет как  $\sqrt{n}$ , где  $n = M = 2^m - 1$  – число импульсов в последовательности;  $m$  – целое положительное число.

2. Она может быть сформирована регистром сдвига на  $m$  разрядов.

3. Автокорреляционная функция М-последовательности имеет форму, сходную с АКФ квазибелого шума с ограниченным спектром.

4. Спектр мощности линейчатый с огибающей, описываемой функцией  $[(\sin \pi f \Delta t) / (\pi f \Delta t)]^2$ . Расстояние по оси частот между соседними спектральными линиями составляет  $\Delta f = 1/(M \Delta t) = F_c/M$ . Первый нуль огибающей расположен в точке  $F_c = 1/\Delta t = M \Delta f$ , второй – в точке  $2F_c = 2/\Delta t$  и т.д., причем 92 % мощности сигнала заключено в полосе от 0 до  $F_c$ . Постоянная составляющая равна  $1/M$ .

5. Среди элементов найдутся любые комбинации из +1 и -1, состоящие из  $m$  членов (кроме запрещенной комбинации, включающей только +1).

М-последовательность генерируют (формируют)  $m$ -разрядным двоичным регистром сдвига, который охвачен обратной связью через сумматор, осуществляющий суммирование по модулю 2 (способы введения обратных связей табулированы).

На рисунке 3.13 в качестве примера показан 4-разрядный сдвигающий регистр, который формирует М-последовательность, содержащую 15 элементов в одном периоде. Регистр имеет четыре цифровых триггерных ячейки, соединенных последовательно. Их прямые выходы обозначены соответственно  $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$ . Выход регистра  $Q_4$  служит выходом генератора.

Как известно, на выходе триггерной ячейки могут быть зафиксированы либо 1, либо 0. В схеме генератора сдвигающий (тактовый) импульс, подводимый к входу С регистра, подают на все триггеры одновременно. Если триггер  $i$ -го разряда находится в положении 0 (что означает 0 на выходе  $Q_i$ ), то импульс не воздействует на него. В противоположном случае, т.е. когда триггер пребывает в состоянии 1, сдвигающий импульс переключает его в положение 0, в результате чего кодовая 1 записывается в триггер  $(i+1)$ -го разряда.

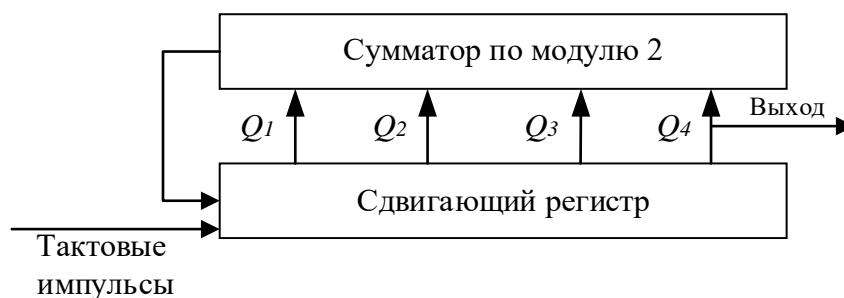


Рисунок 3.13 – Генератор 15-элементной  $M$ -последовательности

Тактовые импульсы подают с частотой  $F_c$  (периодом  $\Delta t$ ), и каждый новый импульс продвигает единицу все дальше по направлению к выходу регистра. Когда на выходе сумматора по модулю 2 появляется единица, то она поступает на вход  $D$  регистра и записывается в первую триггерную ячейку. Очередной тактовый импульс сдвигает эту единицу в следующую ячейку и т.д. Положим, что в начальном состоянии в регистре записано число 1000. Его будем считать 1-й комбинацией единиц и нулей. С приходом первого сдвигающего импульса это число изменится — получится 2-я комбинация — 1100, и т.д. После 15-й комбинации образуется вновь 1-я и число на выходе регистра — 1000.

В таблице 3.1 приведены 15 комбинаций (в скобках указана цифра, получающаяся на выходе сумматора по модулю два).

Таблица 3.1 – Комбинации чисел в схеме генератора

№ комбинации	Число	№ комбинации	Число	№ комбинации	Число
1	1000 (1)	6	1011 (0)	11	0011 (1)
2	1100 (0)	7	0101 (1)	12	1001 (0)
3	1110 (1)	8	1010 (1)	13	0100 (0)
4	1111 (0)	9	1101 (0)	14	0010 (0)
5	0111 (1)	10	0110 (0)	15	0001 (1)

На выходе генератора за один цикл (период  $T$ ) образуется последовательность нулей и единиц (см. последнюю цифру каждой комбинации): 000111101011001.

Изменение частоты следования сдвигающих импульсов  $F_c$  при неизменной длине последовательности ( $M=const$ ) пропорционально изменяет расстояние между спектральными линиями, но не меняет числа линий в лепестке или общей мощности сигнала. Спектральная плотность мощности обратно пропорциональна частоте  $F_c$ . Изменение длины последовательности  $M$  при  $F_c=const$  также сопровождается изменением расстояния между спектральными линиями, но обратно пропорциональным. Соответственно изменяется число линий в лепестке. Однако общая мощность сигнала и

распределение ее по лепесткам сохраняются. Следовательно, высоты спектральных линий изменяются так, что спектральная плотность мощности остается постоянной.

### **3.7 Контрольные вопросы**

1. Как различаются измерительные генераторы в зависимости от формы выходного сигнала?
2. Как подразделяются генераторы по частотным характеристикам?
3. Каковы условия самовозбуждения генератора гармонических колебаний? Какими методами они реализуются?
4. Каковы методы создания генераторов инфранизких частот?
5. В чем особенности конструирования генераторов сверхвысоких частот?
6. Какова упрощенная функциональная схема цифрового измерительного генератора?
7. Какие физические явления могут быть положены в основу создания шумовых генераторов?
8. Какие требования предъявляются к форме сигнала импульсного генератора?
9. Для каких целей используются стандарты частоты?
10. На каких принципах строятся схемы синтезаторов частоты?
11. Для чего используются генераторы шумоподобных сигналов?



## **4 ИССЛЕДОВАНИЕ ФОРМЫ СИГНАЛА. ОСЦИЛЛОГРАФЫ**

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

В электронно-лучевом осциллографе использован аналоговый способ создания изображения исследуемого сигнала на экране ЭЛТ. 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 ОЗУ и отображаемый на экране в виде массива светящихся точек, получил название цифровой осциллографии, а соответствующие ему приборы – цифровыми осциллографами (ЦО). Преобразование мгновенных значений сигнала в цифровые коды и сохранение их в блоке памяти позволяет решить ряд задач, недоступных аналоговым осциллографам:

- Возможность работы ЦО с одиночными и случайными сигналами, которые запоминаются и затем выводятся на экран. Именно поэтому ЦО часто называют цифровыми запоминающими осциллографами – Digital Storage Oscilloscope (DSO);
- Достижение высокой точности измерения напряжения и временных интервалов, характерной для цифровых приборов;
- Повышение полосы пропускания путем использования современных быстродействующих АЦП;
- Расширение возможностей синхронизации и запуска;
- Проведение косвенных измерений с индикацией результатов на экране;
- Подключение к измерительным системам.

Особенностью построения ЦО является разделение блоков оцифровки входного сигнала и блоков построения изображения на экране. В них 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, что необходимо в традиционном ЭЛО. 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 рисунке 4.1.

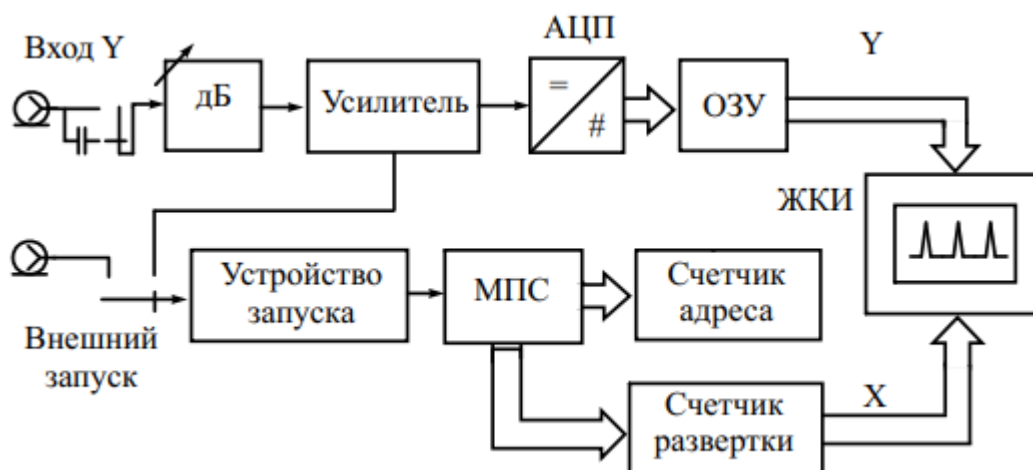


Рисунок 4.1 – Структурная схема цифрового осциллографа

Входной аналоговый блок выполняет обычные для любого осциллографа 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 уровню. Интервал дискретизации определяет быстродействие осциллографа, – чем меньше этот интервал, тем более быстрые процессы можно наблюдать на экране без искажения. Массив цифровых данных с АЦП поступает в оперативное запоминающее устройство (ОЗУ).

При формировании изображения данные сигнала последовательно извлекаются из ОЗУ. Для управления выборкой из ОЗУ используют счетчик адресов. Цифро-аналоговый 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.

Наиболее часто в цифровых осциллографах применяют матричные дисплеи (монохромные и цветные), не требующие обратного цифроаналогового преобразования. Электровакуумные 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. Традиционные ЭЛТ в сочетании с ЦАП в каналах X и Y используют только в комбинированных аналогоцифровых осциллографах.

Момент начала формирования изображения, – как и в аналоговом осциллографе – определяется устройством запуска. С этого устройства на микропроцессор поступает импульс, соответствующий началу входного сигнала (или сигналу внешнего запуска). Дополнительно в ЦО предусматривают большое количество программных способов запуска на основе анализа всего преобразованного сигнала.

Для оцифровки мгновенных значений сигнала в ЦО используют быстродействующие АЦП мгновенных значений невысокой разрядности (8, реже 10...12 бит). Частоту дискретизации выбирают в пределах от 10– 100 МГц (в дешевых моделях) до единиц и даже десятков ГГц (в быстродействующих ЦО).

Рассмотрим работу параллельного АЦП, который часто применяют в ЦО. Он имеет высокую скорость преобразования – от единиц ГГц ( $10^9$  отсчетов/сек) для стандартных устройств до 10–20 ГГц для специальных разработок. На рисунке 4.2 показана упрощенная схема трехразрядного параллельного АЦП.

Он содержит линейку компараторов, делитель напряжения и дешифратор. Каждый компаратор сравнивает входное напряжение  $U_x$  с последовательно увеличивающимися порогами квантования  $U_n = U_{n-1} + \Delta U$ . 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  $\Delta U = U_0/2^k$ , где  $k$  – двоичная разрядность АЦП.

В результате для приведенного на рисунке 3-х разрядного АЦП требуется  $2^3 - 1 = 7$  компараторов. Но для 8-разрядного параллельного АЦП их потребуется уже 255.

Каждый компаратор устанавливает на выходе логическую единицу, если напряжение входного сигнала больше опорного напряжения на втором входе. В противном случае на выходе компаратора сохраняется логический нуль. С увеличением входного напряжения компараторы последовательно, начиная с компаратора младшего разряда, устанавливают на своих выходах логическую единицу. Точка переключения единицы на нуль соответствует мгновенному уровню входного сигнала. Таким образом, логические сигналы на выходе линейки компараторов ведут себя аналогично столбику ртутного термометра при изменении температуры.

Поэтому выходной код линейки компараторов называют термометрическим кодом. Для приведения его к более компактному двоичному виду используют преобразователь кодов (дешифратор).

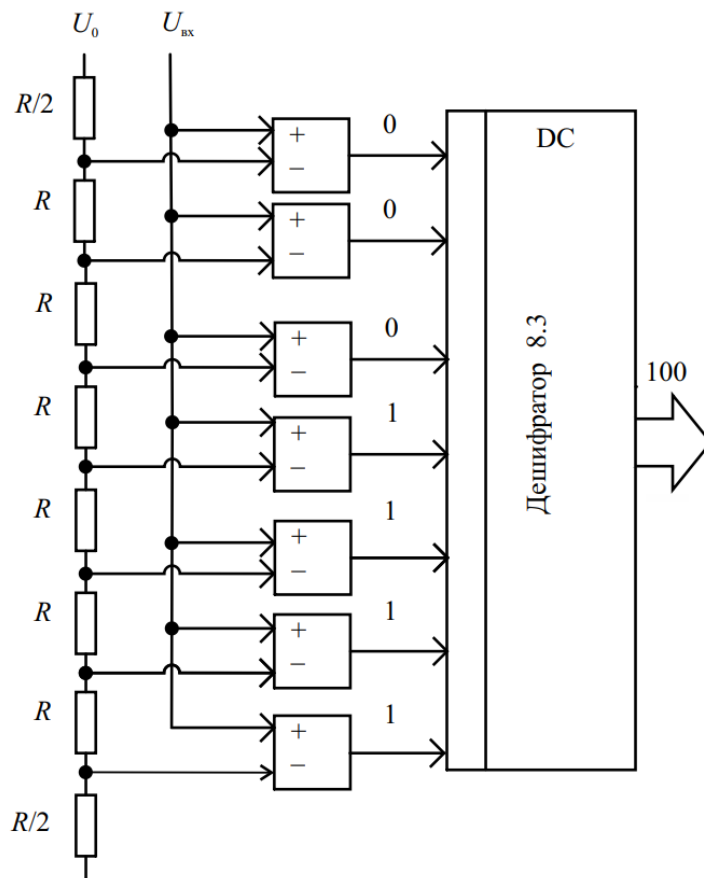


Рисунок 4.2 – Трехразрядный АЦП параллельного типа

Быстродействие параллельных АЦП ограничено, в основном, скоростью сравнения напряжений в компараторах. Из-за необходимости использовать большое количество компараторов параллельные АЦП потребляют значительную мощность и довольно громоздки. Комбинация нескольких таких АЦП, работающих с 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, то обычно применяют более компактные АЦП поразрядного уравнивания и последовательного приближения, рассмотренные ранее в главе, посвященной цифровым вольтметрам. Используют также комбинированные параллельно-последовательные схемы.

Блок памяти ЦО состоит из двух частей: быстрое буферное ОЗУ (БОЗУ) и медленное ОЗУ (МОЗУ). БОЗУ осуществляет прием данных от АЦП в реальном времени с частотой дискретизации входного сигнала. БОЗУ в обычном режиме работы непрерывно

пополняется от АЦП. Оно построено по принципу FIFO (первым вошел – первым вышел), то есть при записи нового отсчета исчезает самый «старый». Быстродействующее устройство памяти достаточно дорого, поэтому в бюджетных моделях ЦО емкость БОЗУ невелика (1...64 Кслов). В дорогих 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 достаточна для синхронизации его работы с частотой дискретизации АЦП.

Объем БОЗУ («глубина памяти» ЦО) – важнейший параметр осциллографа. Он определяет максимальное количество точек, которыми может быть представлен исследуемый сигнал. Глубина памяти связана с установленным на осциллографе коэффициентом развертки  $K_p$  (временным масштабом изображения) и частотой дискретизации  $f_d$  соотношением  $K_p \square 10 \square f_d$  (длина шкалы осциллографа обычно 10 делений). Для больших коэффициентов 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. Поэтому на экран обычно выводится не все содержимое памяти, а его часть. Часто 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 рассмотрены далее. В ряде осциллографов изображение строят для большего количества точек, чем выводится на экран (скрытый экран). Это позволяет, просматривая изображение, смещать экран влево и вправо, анализируя начальные и конечные фрагменты сигнала.

Второй блок памяти – медленное ОЗУ – представляет собой фактически 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 обычно делают многоканальными (как минимум, двухканальными). Преобразованные сигналы распределяются по имеющейся памяти, поэтому обычно глубина памяти на один канал в два раза меньше, чем в одноканальном режиме.

Всей работой ЦО управляет встроенный микропроцессор. Различают два класса ЦО: с открытой и закрытой архитектурой. Последние содержат специализированные микропроцессорные системы, достаточно простые и дешевые, с специальным программным обеспечением работы прибора. Приборы с открытой архитектурой

построены на основе персонального компьютера со стандартной операционной системой. Последнее обстоятельство упрощает обработку универсальными программами для персональных компьютеров, позволяет использовать большой объем стандартного программного обеспечения и пр.

Подключение цифрового осциллографа к исследуемому устройству осуществляют выносным пробником. Кроме пассивных пробников делителей, используемых в аналоговых ЭЛО, применяют более сложные активные пробники, позволяющие повысить чувствительность и уменьшить паразитную входную емкость. Несмотря на довольно высокую стоимость, активные пробники наилучшим образом подходят для измерений, для которых требуется широкая полоса пропускания (до единиц ГГц). Как правило, такие пробники дороже пассивных и имеют более узкий диапазон входных напряжений. Однако благодаря значительно меньшей входной емкости (порядка 1 пФ и менее!) они обеспечивают более точные измерения быстрых сигналов.

Для работы активного пробника необходим источник питания, которое подают через «интеллектуальный интерфейс» на входном разъеме ЦО. Он также служит каналом связи между пробником и осциллографом. Как правило, через такой интерфейс ЦО способен определить тип подключенного пробника, установить нужные значения входного импеданса, коэффициента ослабления и диапазона смещения. Отметим, что некоторые осциллографы способны распознавать коэффициенты деления и обычных пассивных пробников, у которых конструкция разъема предусматривает выдачу информации о коэффициенте деления.

В ряде измерительных задач используют специализированные активные пробники. Это прежде всего дифференциальные пробники, предназначенные для исследования разницы сигналов между точками схемы, изолированных от общего провода. Такие сигналы можно исследовать двухканальным осциллографом в режиме вычитания каналов, однако этот метод на высоких частотах дает погрешности из-за неидентичности каналов осциллографа. Дифференциальный пробник преобразует два сигнала в один, который и поступает на вход канала  $Y$  для измерения. Применение дифференциального пробника позволяет подавить синфазную помеху, которая наводится на оба входа пробника (синфазный шум). Использование дифференциальных пробников позволяет упростить подключение ЦО к схемам, выполненным по технологии поверхностного монтажа с планарным расположением элементов (*SMT – Surface Mount Technology*).

Для использования ЦО на сверхвысоких частотах применяют пассивные пробники согласованного типа («согласованная линия передачи»). Он представляет собой линию передачи с волновым сопротивлением 50 Ом, подключенную на 50-омный вход

осциллографа. На входе пробника установлен резисторный делитель, обеспечивающий ослабление 10:1 или 20:1 и входное сопротивление 500 или 1000 Ом. Важнейшее преимущество низкоомных пассивных пробников — крайне малая (доли пФ) входная емкость и широкая полоса пропускания (порядка нескольких гигагерц), что позволяет выполнять точные измерения временных характеристик. Кроме того, такие пробники имеют относительно невысокую стоимость по сравнению с активными пробниками с такой же полосой пропускания. Следует помнить, что для использования этого типа пробников осциллограф обязательно должен иметь входное сопротивление 50 Ом.

Большинство осциллографических пробников представляют собой датчики напряжения. Однако существуют пробники, которые позволяют регистрировать и другие физические величины. Например, для регистрации тока, протекающего через проводник, используются бесконтактные токовые пробники. Такой пробник преобразует ток в соответствующий сигнал напряжения и подает его на вход осциллографа. Головка пробника выполняется в виде многовиткового токового трансформатора, напоминающего токовые клещи цифровых мультиметров. Осциллографические токовые пробники имеют чувствительность десятки мА/дел, максимальное значение измеряемого тока — десятки и даже сотни А в полосе частот до сотен МГц.

Особым видом пробников являются «оптические» пробники. Они применяются для гальванической развязки исследуемого устройства от общего провода («земли») осциллографа. Выносной пробник с оптронным изолятором (оптрон — комбинация светодиода и фотодиода) делает гальванически развязанным только сам пробник, а осциллограф остается заземленным. Исследуемый сигнал подается на входные контакты изолированного пробника. Схема развязки пробника передает сигнал через изолятор на приемник, который создает сигнал относительно «земли», пропорциональный входному дифференциальному сигналу. Другой вид оптических пробников — это преобразователи оптического излучения (например, сигналов волоконно-оптических линий связи) в сигнал напряжения для последующего исследования осциллографом.

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

- 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.
- Комбинированные портативные ЦО в сочетании с мультиметром. Их называют скопметры (Scopemeter). Эти переносные приборы имеют компактную конструкцию с жидкокристаллическим дисплеем небольшого размера, автономное питание (время работы

без подзарядки до нескольких часов). Они предназначены для работы в производственных и полевых условиях.

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

- Виртуальные ЦО, выполняемые в виде приставок к персональному компьютеру. Приставка содержит аналоговую часть ЦО и АЦП. Для связи с компьютером используют интерфейс USB, поэтому такие приборы носят название «USB-осциллографы». Программное обеспечение виртуального 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 блока развертки имитирует работу самописца (режим самописца – *ROLL mode*). Он заключается в следующем. Входной сигнал непрерывно записывается в БЗУ. 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 событию 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, ручного нажатия кнопки ПУСК, подачи внешнего сигнала запуска) (рисунок 4.3).



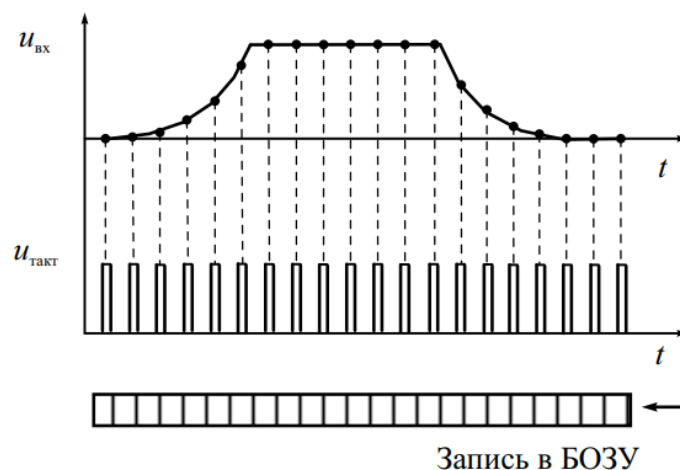


Рисунок 4.3 – Построение осциллограммы сигнала в режиме реального времени

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 аналогичен автоколебательному или ждущему режимам аналогового осциллографа. В автоколебательном режиме запуска 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 сигналов (при малых коэффициентах развертки), когда количество отсчетов от одной копии сигнала на экране в режиме реального времени становится слишком малым. В этом режиме кадр строится на основе данных оцифровки нескольких копий сигнала. На рисунке 4.4 показано изображение, полученное при наложении отсчетов нескольких циклов регистрации сигнала.

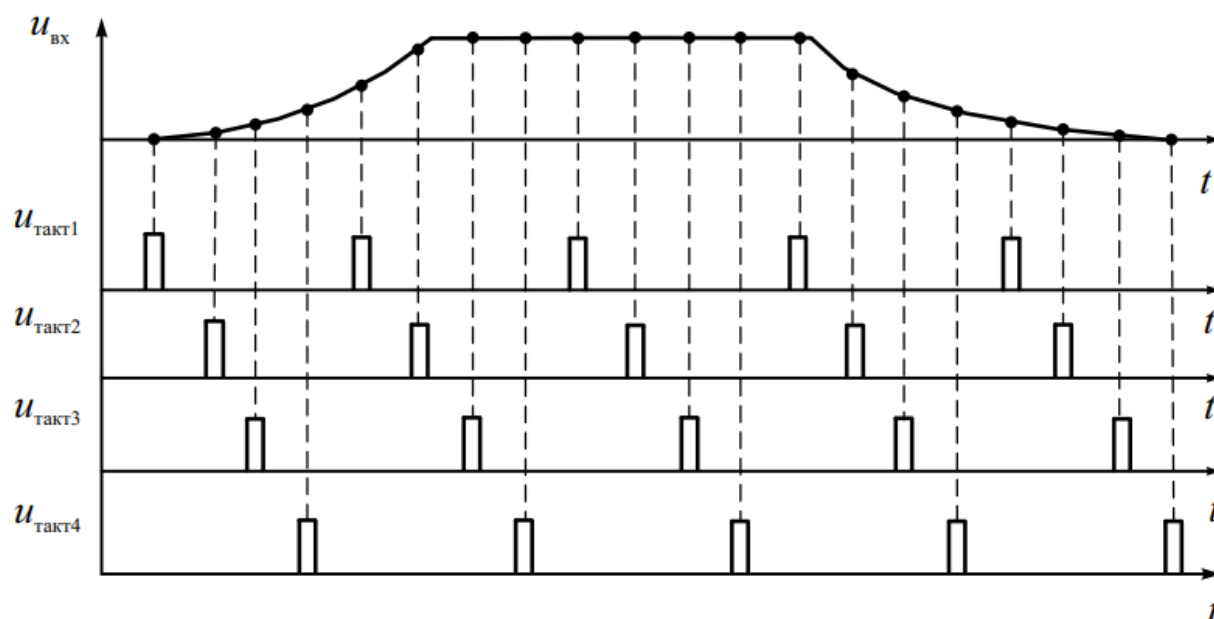


Рисунок 4.4 – Построение осциллограммы сигнала в режиме эквивалентного времени

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 частоте дискретизации (до единиц и даже десятков ГГц). Однако это возможно только при исследовании повторяющихся сигналов.

При построении изображения сигнала используется только часть БОЗУ, поэтому в ЦО возможны режимы «предзапуска» и «послезапуска». Эти режимы специфичны для ЦО и заключаются в следующем. Напомним, что аналоговый ЭЛО воспроизводит на экране входной сигнал только после импульса запуска. Информация об других частях сигнала (до запуска и через некоторое время после запуска) 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). Если при построении изображения осуществить сдвиг адресов БОЗУ (например, считывать данные, предшествующие событию запуска), то на экране воспроизводится форма сигнала, предшествующая запуску. Сдвиг адресов в другую сторону позволяет получить задержанный относительно события запуска сигнал. Таким образом, режим предзапуска позволяет «заглянуть в прошлое» на ту часть сигнала, которая предшествовала запускающему импульсу. Режим послезапуска обеспечивает задержку изображения относительно момента запуска. Стандартный режим запуска ЦО – 50% предзапись-50%

послезапись. При этом точка запуска строится в центре экрана индикатора (рисунок 4.5). В этом проявляется отличие запуска ЦО от запуска ЭЛО – у последнего точка запуска располагается всегда в начале экрана. Наличие режимов предзапуска и послезапуска – важное преимущество ЦО, отсутствующее в аналоговых ЭЛО.

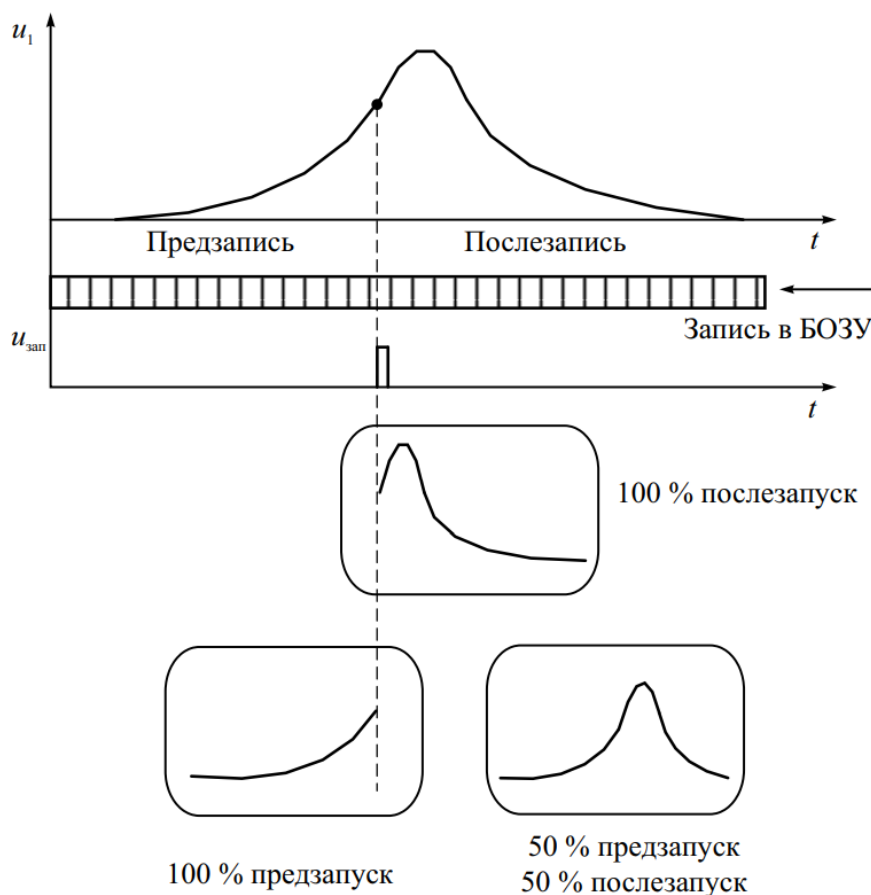


Рисунок 4.5 – Режимы предзапуска и послезапуска ЦО

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  $f_v$ , форму которого можно восстановить без искажения, следующим соотношением  $f_d \geq 2f_v$ . При выводе на экран отсчетов сигнала в виде точек 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 рисунке 4.6 демонстрируется эффект наложения при наблюдении гармонического сигнала, на период которого попадает 2 отсчета.

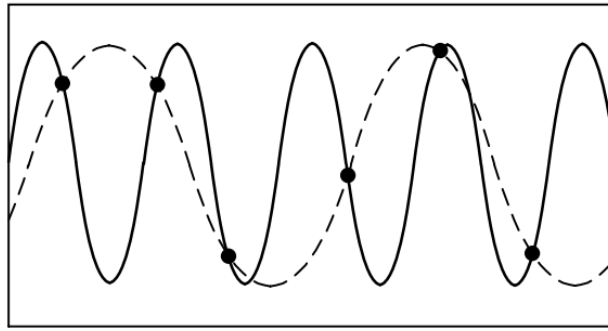


Рисунок 4.6 – Эффект наложения при недостаточной частоте дискретизации сигнала

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

В случае недостаточного количества точек необходимо использовать режим интерполяции (иногда называемый векторным режимом построения изображения). Чаще всего в ЦО применяются два типа интерполяции – линейная и синусоидальная. При линейной интерполяции добавляются точки, расположенные на прямой линии между отсчетами сигнала. При этом для получения качественного изображения достаточно выполнять условие  $f_d \geq 2f_v$ . Линейная интерполяция больше подходит к импульсным сигналам. Для гладких сигналов лучше использовать синусоидальную интерполяцию типа « $\sin(x)/x$ », которая позволяет получить приемлемое качество изображения уже при  $f_d \geq (3...4) f_v$ . 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 (заданный коэффициентом развертки и числом делений шкалы), существенно превышает количество точек изображения. То есть, 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. 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 не позволяет пропустить короткие выбросы в сигнале. Наличие в сигнале коротких импульсных помех остается скрытым в стандартном режиме, но они хорошо наблюдаются в режиме пик-детектора. Применение этого режима позволяет использовать максимальную частоту дискретизации прибора на длинных развертках.

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, равной или не равной выбранному.

Цифровые осциллографы, как правило, имеют режим синхронизации и запуска телевизионным сигналом 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 и после этого сбор данных прекращается (отключается АЦП). Весь буфер БОЗУ при этом доступен для просмотра в произвольном масштабе (с растяжкой и сжатием, со смещением по времени и пр.).

#### **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  $x_n$

вычисляется как среднее арифметическое  $(N-1) / 2$  координат  $x_i$  точек слева и  $(N-1) / 2$  координат  $x_i$  точек справа от нее:

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

где  $x_i$  – отсчеты оцифрованного сигнала,  $x_n$  – 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 немного искажает форму сигнала, что эквивалентно уменьшению полосы пропускания осциллографа. Режим усреднения (*averaging*) этого недостатка лишен. Он заключается в накоплении в памяти нескольких (от 2 до нескольких сотен) осциллограмм сигнала. Вывод изображения осуществляется после усреднения накопленных осциллограмм или используют непрерывный вывод результирующей осциллограммы на каждом шаге. Режим усреднения позволяет сглаживать случайные шумы, присутствующие в сигнале, и тем самым увеличивает чувствительность осциллографа. Для повторяющихся сигналов форма при усреднении не искажается, поэтому эквивалентная рабочая полоса частот осциллографа остается без изменения.

Рассмотренные выше режимы реализуются при построении и выводе изображения на экран (*preprocessing* или предобработка). Постобработка (*postprocessing*) позволяет дополнить функциональные возможности цифрового осциллографа различными математическими операциями над полученными данными сигнала. 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 фактически 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, на второй – сигнал, пропорциональный току через нагрузку, то перемножения двух сигналов позволяет получить на экране осциллограмму мгновенной мощности в цепи. Использование вычитания позволяет 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 значение 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 производятся. Курсорные измерения позволяют вывести на экран численные значения напряжения и длительности в указанных оператором участках осциллограммы. Курсоры имеют вид вертикальных и горизонтальных линий, которые вручную перемещают по экрану. Часто используют и светящиеся точки-маркеры. Результат курсорных измерений выражают как в абсолютных единицах для каждого курсора, так и в виде разности между курсорами.

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 допускового контроля осциллографа.

#### **4.4 Измерения непрерывных и импульсных сигналов**

Поскольку основным требованием, предъявляемым к каждому измерительному прибору, является минимальная погрешность измерения, то при выборе осциллографа следует в первую очередь обратить внимание на его такие технические характеристики, как частотный диапазон, чувствительность, размер экрана. При этом изображение должно занимать центральную часть экрана и составлять 70...80% его площади. В цифровых приборах это требование обычно выполняется автоматически. Ширина луча должна быть минимальной при достаточной яркости. Следует также обращать внимание на входные параметры осциллографа. Так, у некоторых осциллографов входное сопротивление порядка 1 МОм, что может оказывать шунтирующее действие на высокоомную исследуемую схему. То же неблагоприятное действие оказывает и входная емкость, которая вместе с емкостью соединительных проводов (кабелей) может составить несколько десятков пикофарад. При измерении импульсов и напряжений высоких частот для соединений источников сигналов и внешних генераторов с осциллографом должны использоваться специальные высокочастотные кабели.

### Измерение амплитуды и временных параметров сигнала

В универсальных осциллографах используется метод измерения амплитуд сигналов с помощью масштабной сетки, помещенной на экране осциллографа. Цена деления сетки устанавливается с помощью калибратора амплитуды.

Иллюстрация данного метода измерения представлена на рисунок 4.7, где показаны периодические сигналы. Параметры импульсов определяются следующим образом:  $U_p = C_y l_y$ ;  $U_p$  – размах (амплитуда импульса);  $|C_y|$  – цена деления сетки по вертикали, В/дел;  $T = C_x L_x$  – период следования импульсов;  $\tau_{\text{п}} = C_x l_x$  – длительность импульса;  $|C_x|$  – цена деления сетки по горизонтали, с/дел;  $l_y$ ,  $L_x$ ,  $l_x$  – выражены в делениях сетки.

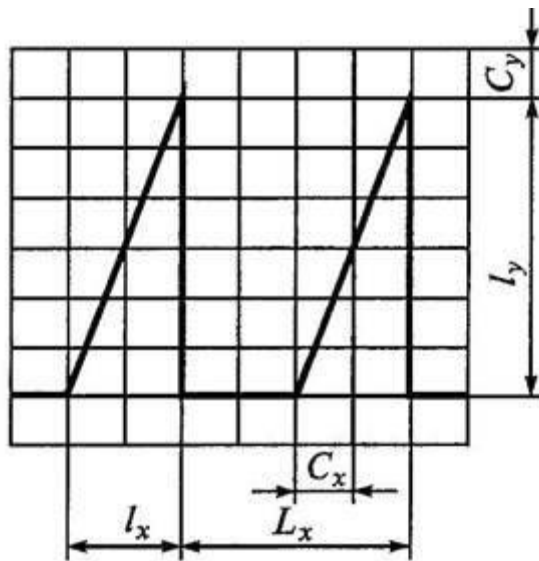


Рисунок 4.7 – Определение параметров сигнала с помощью масштабной сетки

Погрешность измерения амплитуды сигнала при этом методе измерения составляет 3...5 %. Существует ряд способов повысить точность измерения амплитуды исследуемого сигнала, например компенсационные методы. Эти методы чаще всего применяют только в цифровых осциллографах, что позволяет получить численные значения параметров с погрешностью 1...2%.

В отличие от частотомеров и измерителей временных интервалов, с помощью осциллографов можно измерять параметры сигналов сложной временной структуры, например ступенчатых сигналов или сигналов кодовых последовательностей. Можно измерять параметры случайных и переходных процессов. Наиболее простым методом исследования является метод калиброванной развертки (калиброванных меток) (рисунок 4.8). Реальная погрешность этого метода составляет порядка 10% и зависит от количества меток.



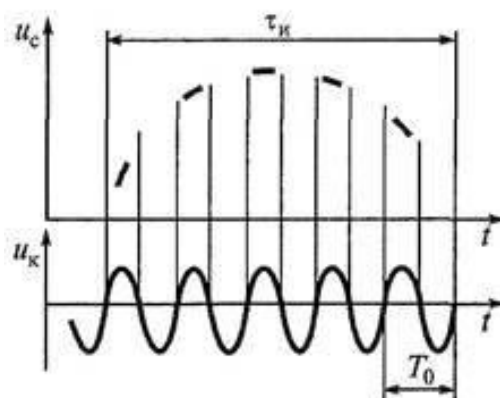


Рисунок 4.8 – Измерение интервалов времени с помощью калибровочных меток:  
 $u_c$  – исследуемое напряжение,  $u_k$  – калибровочное напряжение

Калибровочные метки известной частоты наносятся на изображение сигнала длительностью  $\tau_k$  путем модуляции яркости луча, т. е. подачей на сетку ЭЛТ напряжения известной частоты  $f_0 = 1/T_0$ . При этом длительность сигнала  $\tau_k = nT_0$ , где  $n$  – количество калибровочных меток.

Остановимся на способе измерения по интерференционным фигурам, называемым фигурами Лиссажу. Измерение основано на сравнении неизвестной частоты  $f_x$  с известной частотой  $f_0$ , воспроизводимой мерой. С этой целью колебания известной (образцовой) частоты  $f_0$  подаются на один вход осциллографа (например, Y). На вход X (при этом собственная развертка осциллографа отключается) поступают колебания измеряемой частоты  $f_x$ . Частоту  $f_0$  образцового генератора подстраивают так, чтобы на экране осциллографа наблюдалась простейшая устойчивая фигура, примерные виды которой при разных фазовых сдвигах показаны на рисунке 4.9. Форма фигур Лиссажу зависит от отношения частот  $m/n$  и начальных фаз сравниваемых колебаний.

Соотношение частот	Начальный фазовый сдвиг колебания на входе Y, град				
	0	45	90	135	180
$\frac{f_0}{f_x} = 1$					
$\frac{f_0}{f_x} = 2$					
$\frac{f_0}{f_x} = 3$					

Рисунок 4.9 – Интерференционные фигуры при разных сдвигах

Соотношение частот двух гармонических колебаний может быть определено как отношение числа точек пересечения фигуры Лиссажу  $m$  по вертикали к числу точек пересечения  $n$  по горизонтали. Точность этого метода определения частоты колебания оказывается высокой и определяется стабильностью образцового генератора, однако получение и наблюдение таких фигур – достаточно сложная измерительная задача.

### Осциллографирование импульсных сигналов

При измерении импульсных сигналов особое значение имеет правильное определение вида и параметров фронтов импульса. Основными влияющими факторами на правильное воспроизведение импульсного сигнала являются:

- частотный диапазон канала вертикального отклонения;
- переходная характеристика канала осциллографа.

Частотные свойства осциллографа отражаются параметрами его амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) — зависимости размера изображения гармонического сигнала от его частоты. АЧХ характеризуют полосой пропускания, определяемой верхней граничной частоты  $f_v$ , отсчитываемой по уровню 0,707 от значения АЧХ на низких частотах. Среди других параметров отметим рабочий диапазон АЧХ, в пределах которого ее неравномерность не превышает погрешности измерения напряжения для данного осциллографа. Этот параметр определяет частотные границы измерения амплитуд гармонических сигналов с заданной точностью.

К параметрам переходной характеристики, представленной на рисунке 4.10, относят время нарастания  $\tau_{но}$  — интервал, в течение которого луч проходит от 0,1 до 0,9 от установившегося значения (уровня  $U_m$ ) переходной характеристики.

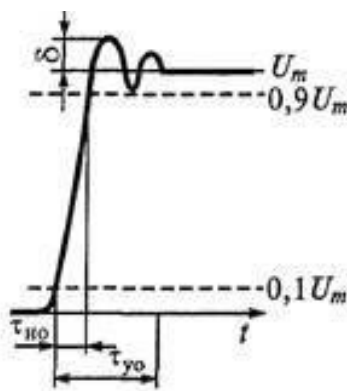


Рисунок 4.10 – Переходная характеристика осциллографа

Плоская часть переходной характеристики может быть с выбросом или с осцилляциями; в этих случаях используют дополнительные параметры: время

установления  $\tau_{yo}$ , отсчитываемое от уровня 0,1 до момента уменьшения осцилляции до заданного уровня; выброс определяется параметром  $\delta$ . Время нарастания — основной параметр канала вертикального отклонения  $Y$  осциллографа.

Для исследования кратковременных сигналов необходим осциллограф, имеющий время нарастания не более 0,3 от длительности сигнала.

Учитывая изложенное, можно рекомендовать верхнюю границу частотного диапазона определять по формуле:

$$f_b = 2 / \tau_{и}.$$

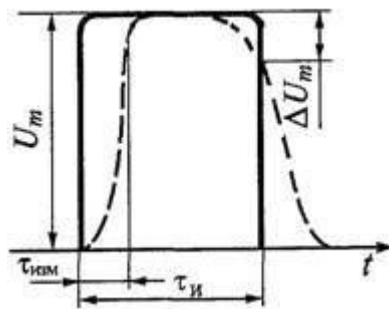


Рисунок 4.11 – Искажения формы прямоугольного импульса

При этом длительность фронта импульса (рисунок 4.11) следует уточнять согласно выражению:

$$\tau_{\phi} \cong \sqrt{\tau_{изм}^2 - \tau_{ио}^2},$$

где  $\tau_{изм}$  — измеренное значение длительности фронта;  $\tau_{ио}$  - время нарастания фронта, определяемое по переходной характеристике осциллографа, должно быть не более 0,1...0,3 от длительности сигнала.

От нижней граничной частоты  $F_{и}$ , зависит величина скоса  $\Delta U$ , вершины импульса (рисунок 4.11). Эта граничная частота может быть определена из формулы:

$$F_{и} \leq \delta_{и} / (2\pi\tau_{и}),$$

где  $\delta_{и}$  — допустимая относительная величина спада вершины импульса:

$$\delta_{и} = \frac{\Delta U_m}{U_m}.$$

#### 4.5 Измерение параметров модуляции с помощью осциллографа

Осциллографический способ определения коэффициента амплитудной модуляции заключается в анализе огибающей АМ сигнала (рисунок 4.12). С помощью масштабной

сетки осциллографа измеряют минимальный ( $B$ ) и максимальный ( $A$ ) размер изображения по оси  $Y$  в делениях шкалы. Затем коэффициент модуляции рассчитывают по соотношению:

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

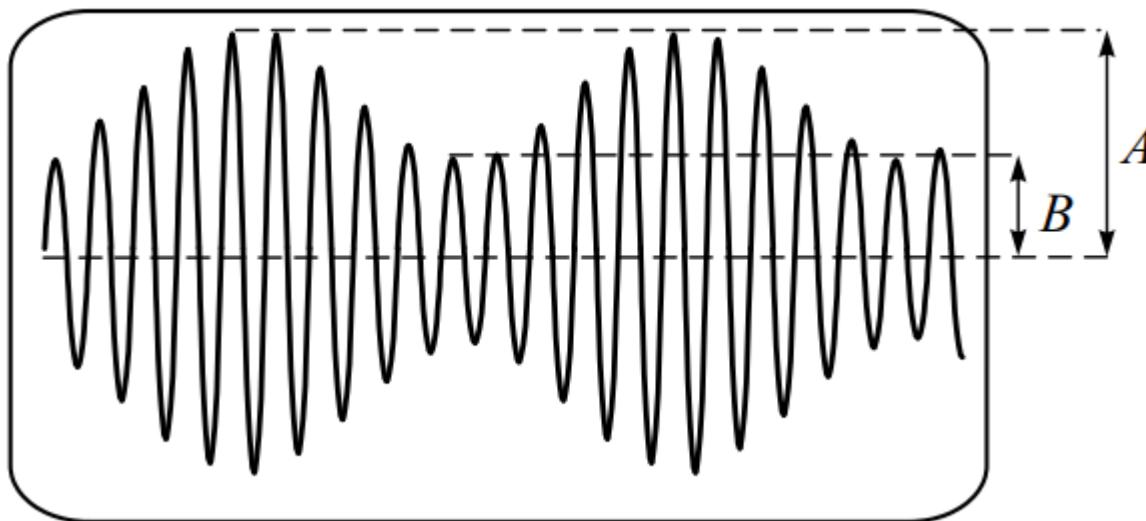


Рисунок 4.12 – Изображение АМ сигнала

Для получения неподвижной осциллограммы необходимо обеспечить синхронизацию по огибающей, подобрав уровень срабатывания устройства запуска по максимуму сигнала. Точность метода невелика – она ограничена дискретностью шкалы, шириной линии луча, нелинейностью коэффициента отклонения осциллографа.

Иногда используют метод трапеции. На вход  $Y$  осциллографа подают амплитудно-модулированное колебание, на вход  $X$  – колебание с частотой модуляции. Внутренняя развертка отключена (режим  $X$ - $Y$ ). На экране появится изображение в виде светящейся трапеции. Высота боковых граней трапеции равна размерам  $A$  и  $B$ , аналогичным рисунку 4.12, поэтому для определения коэффициента АМ используется та же самая расчетная формула.

Осциллографический метод измерения девиации частоты ЧМ сигнала основан на использовании преобразователя частоты (рисунок 4.13).

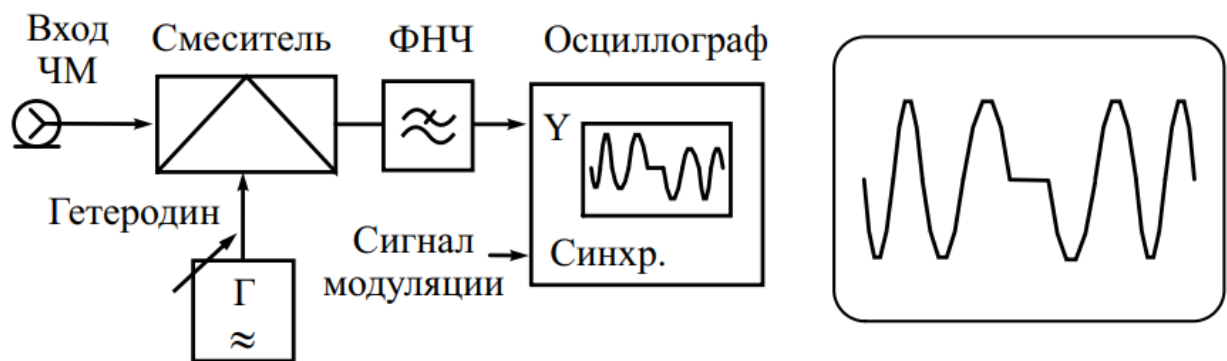


Рисунок 4.13 – Осциллографический метод измерения девиации частоты

Подбирая частоту гетеродина близкой к значению  $f_r = f \pm \Delta f$  и выделяя разностную частоту с помощью ФНЧ, наблюдаем на осциллографе сигнал нулевых биений с характерным горизонтальным участком (рисунок 4.13). Девиацию частоты можно определить по разности частоты несущей и частоты гетеродина  $\Delta f = |f_r - f|$ . Для получения устойчивого изображения осциллограф должен быть синхронизирован с частотой сигнала модуляции. Метод достаточно точен при больших индексах модуляции, достоинством его является независимость от формы сигнала модуляции.

Метод преобразования частоты позволяет использовать электронносчетный частотомер для оценки девиации ЧМ сигнала. Частота гетеродина делается равной частоте несущей (преобразование на нулевую промежуточную частоту). Сигнал разностной частоты поступает на электронно-счетный частотомер. Его показания равны количеству пересечений сигналом нулевого уровня за выбранное время счета и связаны с девиацией ЧМ сигнала достаточно простым соотношением  $N = 2\Delta f/\pi$ . Данный метод применим в широком диапазоне индексов модуляции, точность его ограничена наличием сопутствующей паразитной АМ модуляции и нестабильностью частот несущей и гетеродина.

#### 4.6 Контрольные вопросы

1. Опишите принцип действия цифрового осциллографа. В чем отличие его от аналогового электронно-лучевого осциллографа?
2. Какие измерительные задачи, недоступные аналоговому ЭЛО можно решать с помощью цифрового осциллографа?
3. В чем отличие структурной схемы цифрового осциллографа от аналогового ЭЛО? Какие общие блоки используются в ЦО и ЭЛО?
4. Какие особенности имеют АЦП цифровых осциллографов? Опишите работу быстродействующего параллельного АЦП цифрового осциллографа.
5. Как выполняют блок памяти в ЦО? Что такое «глубина памяти» ЦО? Как размер памяти связан с частотой дискретизации АЦП и максимальным коэффициентом развертки осциллографа?
6. Перечислите режимы работы развертки ЦО. Что такое режим «само-

писца»? В каких случаях его используют?

7. Что такое одиночный и непрерывный режим развертки ЦО? Для каких случаев используют режим эквивалентного времени?

8. Как реализуют в ЦО режимы «предзапуска» и «послезапуска», какие дополнительные возможности они дают?

9. Каковы условия неискажённого воспроизведения формы сигнала ЦО? Как выбрать частоту дискретизации и разрядность АЦП?

10. Для чего в ЦО применяют режимы интерполяции? Какие типы интерполяции используют для исследования гладких и импульсных сигналов?

11. Как строится изображение сигнала на экране ЦО при большом количестве отсчетов? Как проводят прореживание отсчетов? Что такое режимы усреднения и пик-детектора?

12. Какие виды синхронизации и запуска предусматривают в ЦО? Как реализуют режим запоминания в ЦО?

13. В чем состоят недостатки ЦО, которые приводят к необходимости в ряде случаев использовать аналоговые ЭЛО?

## 5 АНАЛИЗАТОРЫ СПЕКТРА РАДИОСИГНАЛОВ

В радиотехнических устройствах протекают электрические процессы, имеющие специфический характер. Реальный радиотехнический сигнал как физический объект аналитического и практического исследований достаточно сложен. Чтобы произвести анализ прохождения сигнала через радиотехнические цепи, необходимо его представить в удобной математической форме. В теории сигналов широкое применение нашли два способа математического и физического представления электрических сигналов: временной и спектральный. Такое представление возможно вследствие принципа дуальности (двойственности, взаимосвязи) частоты и времени, поскольку  $f = 1/t$ . При временном способе анализа сигнал отражается непрерывной функцией времени или совокупностью элементарных импульсов, следующих друг за другом через определенные интервалы времени. Спектральный способ основан на представлении (аппроксимации, декомпозиции) сигнала в виде суммы гармонических составляющих разных, обычно кратных друг другу частот.

Процессы в электрических цепях получаются тем сложнее, чем более сложной является форма сигналов. В этих случаях часто становится эффективным и полезным спектральное представление сигналов.

### 5.1 Общие сведения

Фундаментальная идея спектрального представления сигналов восходит к временам более чем 200-летней давности и принадлежит знаменитому французскому физику и математику Фурье. В начале XIX в. Фурье удалось доказать оригинальную теорему, в которой он показал, что любое изменение во времени некоторой периодической функции можно представить в виде конечной или бесконечной суммы ряда гармонических колебаний с разными амплитудами, частотами и начальными фазами. В радиотехнике этой функцией может быть, в частности, ток или напряжение в некоторой электрической цепи.

Столь простое представление сложного изменения во времени какой-либо физической величины (в данном случае электрического сигнала) в виде суммы ряда простейших гармонических колебаний могло показаться на первый взгляд математическим трюком. Но это не трюк. Несложный пример доказательства рассуждений Фурье показан на рис. 11.1.

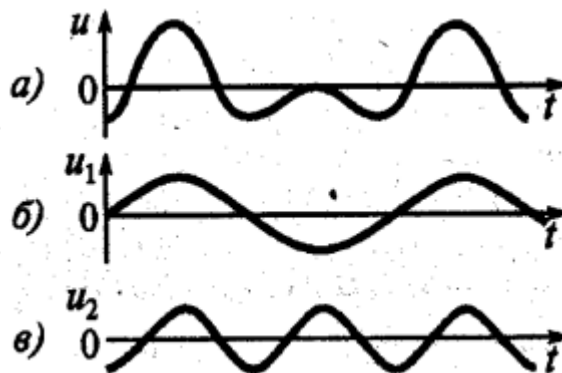


Рисунок 5.1 – К анализу Фурье:  
а) сложное колебание, б;в) первый и второй суммируемые сигналы

Пусть периодическая, достаточно сложная по форме кривая напряжения  $u(t)$  (рисунок 5.1, а), – это сумма двух синусоид равной амплитуды, но разных частот и начальных фаз (рисунок 5.1, б): основной  $u(t)$  (первой гармоники) и удвоенной  $u_2(t)$  по отношению к ней частоты (рисунок 5.1, в).

Для периодических сигналов Фурье ввел разложение по различным видам рядов -- тригонометрическим, комплексным и т.д. Фурье также доказал, что непериодические (импульсные) сигналы можно описать с помощью двух его преобразований – прямого и обратного.

Итак, практически любой сигнал можно представить в виде суммы гармонических составляющих, амплитуды и частоты которых могут быть определены с помощью прямого преобразования Фурье. Этот спектр гармонических составляющих можно изобразить графически, если по оси абсцисс откладывать обозначение частот, а по оси ординат – величины амплитуд гармоник. На рис. 11.2 наглядно показано временное и спектральное представление достаточно сложного по форме сигнала.

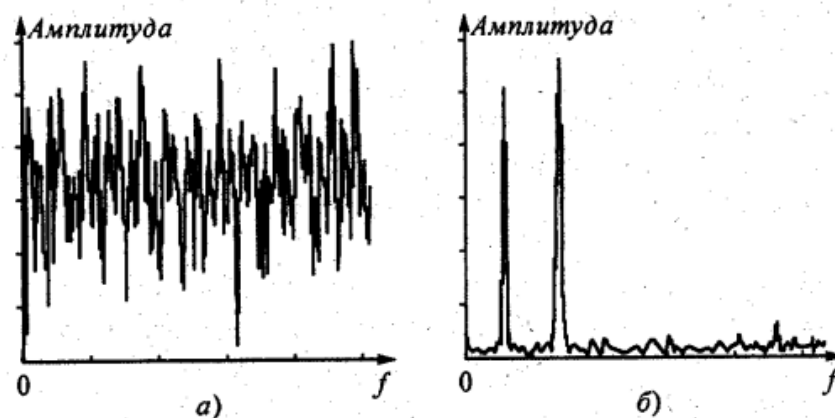


Рисунок 5.2 – Представление сигнала:  
а) временная диаграмма б) спектр



Анализ спектра включает измерение как амплитуд гармоник – спектр амплитуд, так и их начальных фаз – спектр фаз. Однако для многих практических задач достаточно знать лишь спектр амплитуд. Поэтому под анализом спектров обычно понимают нахождение спектра амплитуд исследуемого сигнала.

Автоматическое представление спектра сигналов осуществляется специальными приборами – анализаторами спектра.

Анализаторы спектра электрических сигналов можно классифицировать по ряду специфических признаков:

- по способу анализа – последовательные, параллельные (одновременные) и смешанные;
- по типу индикаторного устройства – осциллографические, с самописцем;
- по диапазону частот – низкочастотные, высокочастотные, сверхвысокочастотные, широкодиапазонные.

Большинство отечественных анализаторов спектра имеет обозначение С4 –... Основными метрологическими характеристиками анализаторов являются: разрешающая способность, время анализа и погрешности измерения частоты и амплитуды. Сущность этих понятий будет объяснена дальше. Отметим лишь, что метрологические характеристики анализатора определяются его схемой.

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

$$S(j\omega) = S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \exp[-j\omega t] dt. \quad (5.1)$$

Однако есть одно обстоятельство, общее для всех схем анализаторов, ограничивающее точность анализа спектра сигнала. Преобразование Фурье широко применяют при аналитических исследованиях физических процессов, если выполняются условия Дирихле и абсолютной интегрируемости. Для реальных физических процессов эти условия обычно выполняются.

Преобразования Фурье предполагают, что процесс  $u(t)$  задан на всей оси времени от  $-\infty$  до  $+\infty$ . В частности, на интервале времени от  $-\infty$  до  $t_1$  и от  $t_2$  до  $+\infty$  считают  $u(t) = 0$ . Такая модель соответствует понятию конечности во времени процесса, преобразуемого по Фурье. Спектр (5.1) определяется всем закончившимся процессом, является функционалом всего процесса. Однако при измерениях наблюдают процессы на конечном интервале времени  $T_a$  (времени анализа, наблюдения), т.е. не закончившиеся во времени. Это

несоответствие позволяет устранить модель текущего частотного спектра, определяемого соотношением:

$$S(j\omega, T_a) = S(\omega, T_a) = \int_0^{T_a} u(t) \exp[-j\omega t] dt. \quad (5.2)$$

Иными словами, текущая спектральная плотность зависит от времени анализа и формы текущего спектра, в общем случае чем меньше  $T_a$ , тем больше отличается от истинного.

Отличие текущего спектра от спектра закончившегося процесса зависит от того, проявились ли за время анализа  $T_a$  все характерные особенности сигнала. Если исследуемый анализатором сигнал периодический с периодом следования  $T$ , то необходимо, чтобы  $T_a \gg T$ .

При измерении спектра нижний предел является конечным, т.е. интегрирование (усреднение) производится в интервале от 0 до  $T_a$ . За счет этого возникает погрешность определения составляющих спектра, связанная с методом измерений, т.е. методическая погрешность. Эта погрешность для ряда технических применений не играет особой роли, в других случаях ее необходимо учитывать и исследовать.

Практически все приборы, применяемые для анализа спектра сигналов, можно условно разделить на аналоговые и цифровые. Несмотря на многие достоинства и возможности цифровых анализаторов, аналоговые анализаторы еще широко применяются, особенно в верхней части высокочастотного и СВЧ диапазонов. Вместе с тем современные аналоговые анализаторы спектров содержат и цифровые устройства.

Практически во всех аналоговых анализаторах выделение гармонических составляющих сигнала производится узкополосными фильтрами. Этот метод реализуется двумя способами: параллельного и последовательного анализа сигнала. Основным элемент таких приборов – полосовой фильтр (высокодобротный резонатор) с узкой полосой пропускания, служащий для выделения отдельных составляющих или узких диапазонов исследуемого спектра.

## 5.2 Параллельный метод анализа спектра

Анализаторы такого типа применяют в основном для анализа спектров одиночных импульсных сигналов. При параллельном анализе спектра сигнала применяют и полосовых фильтров  $\Phi$ , каждый из которых настроен на определенную частоту (рисунок 5.3, а).

Исследуемый сигнал  $u(t)$ , спектр которого расположен в полосе частот (рисунок 5.3, б) подается одновременно на все фильтры. Фильтры имеют идентичные АЧХ с одинаковыми полосами пропускания и настроены на определенные частоты (рисунок 5.3,

в). Сигналы на выходе фильтров определяются составляющими спектра анализируемого процесса (рисунок 5.3, г). Далее спектральные составляющие, после детектирования в детекторах Д, поступают на регистрирующие устройства (РУ).

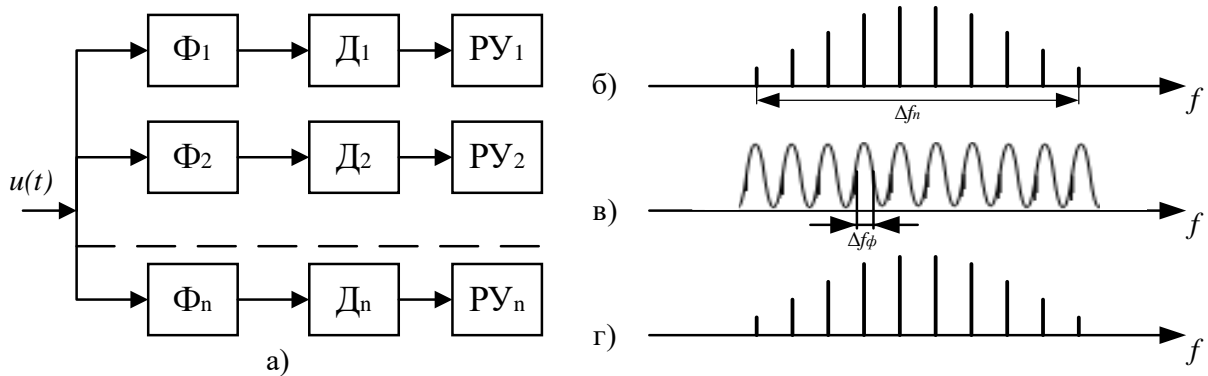


Рисунок 5.3 – Параллельный анализ спектра:  
а) структурная схема анализатора, б) исследуемый спектр,  
в) АЧХ фильтров, г) спектр на выходе анализатора

Полоса пропускания фильтра определяет статическую разрешающую способность анализатора (при условии время анализа  $T_a \rightarrow \infty$ , т. е.  $T_a$  – велико). Разрешающая способность анализатора – способность различать составляющие спектра с близкими частотами. Чем уже полоса пропускания фильтра, тем выше разрешающая способность. При широкой полосе пропускания несколько составляющих не будут разделяться. Если оценивать разрешающую способность полосой частот  $\Delta f_p$  при которой возможно разделение ближайших составляющих, то при идеальной прямоугольной АЧХ фильтра можно полагать  $\Delta f_p = \Delta f_\phi$ . Для реальных фильтров  $\Delta f_p = 2\Delta f_\phi$ . Если время анализа  $T_a$  мало, то имеет место динамическая разрешающая способность.

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

Скорость параллельного анализа:

$$v = \frac{\Delta f_n}{T_a} = \frac{n(\Delta f_\phi)}{1/(\Delta f_\phi)} = n(\Delta f_\phi)^2. \quad (5.3)$$

Скорость анализа резко снижается при сужении полосы пропускания фильтра. К достоинству анализаторов параллельного действия относится малое время анализа.

Погрешность при параллельном анализе определяют следующие основные факторы: конечность времени установления колебаний на выходе фильтра и зависимость ее от полосы пропускания, различие характеристик фильтров, настроенных на разные частоты.

### 5.3 Последовательный метод анализа спектра

Для исследования спектров многократно повторяющихся процессов чаще всего применяют последовательный анализ. На рисунке 5.4 показана упрощенная структурная схема анализатора спектра последовательного типа.

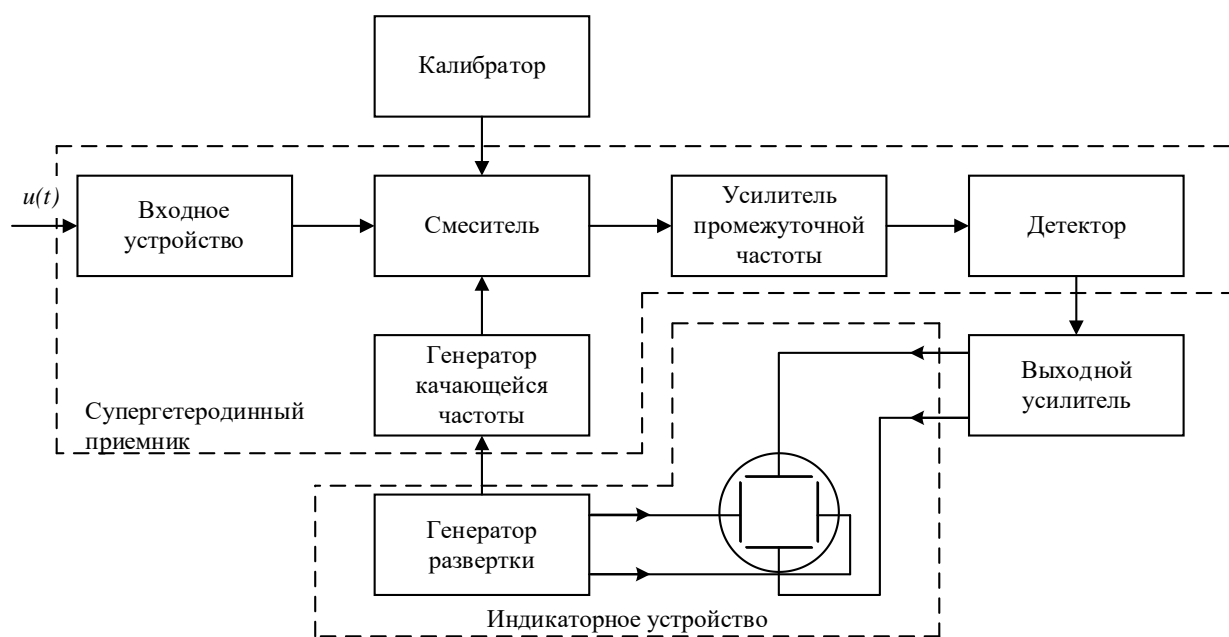


Рисунок 5.4 – Структурная схема анализатора спектра последовательного типа

Анализатор состоит из супергетеродинного приемника, индикаторного (чаще осциллографического) устройства и калибратора. Супергетеродинный приемник служит для последовательного во времени выделения гармонических составляющих спектра входного сигнала. Приемник содержит входное устройство, смеситель, генератор качающейся частоты (ГКЧ), усилитель промежуточной частоты (УПЧ) и детектор. К приемнику можно отнести и выходной усилитель. Настройку приемника на разные частоты производят с помощью напряжения, поступающего с выхода генератора развертки.

Индикаторное устройство предназначено для наблюдения спектра исследуемого процесса и построено по принципу электронного осциллографа. Оно содержит электронно-лучевую трубку и генератор развертки. В качестве индикатора применяют различные газоразрядные и плазменные панели. Калибратор используют для измерения характерных

параметров спектра: частот, соответствующих максимумам или нулевым значениям огибающей спектра, ширины главного и боковых лепестков и т. д.

Рассмотрим процессы, протекающие в анализаторе спектра (рисунок 5.5). Входной сигнал  $u(t)$  подается на смеситель через входное устройство. На второй вход смесителя поступает сигнал от генератора качающейся частоты. На рисунке 5.5 (а) и (б) показаны соответственно изменение во времени частоты ГКЧ (частота  $f_{\text{ГКЧ}}$  меняется от  $f_{\text{min}}$  до  $f_{\text{max}}$  в такт с изменением напряжения генератора развертки), форма амплитудно-частотной характеристики УПЧ  $u_{\text{упч}}$  и диаграмма спектра  $S(f)$  исследуемого сигнала (на диаграмме он показан тремя гармоническими составляющими, отражающими однотоновое амплитудно-модулированное колебание).

В результате воздействия на смеситель исследуемого сигнала и напряжения ГКЧ, составляющие спектра  $S(f)$  преобразуются в диапазон промежуточных частот  $S(m)$ . Форма спектра сигнала при этом сохраняется. С линейным изменением частоты ГКЧ спектральные составляющие преобразованного спектра также линейно изменяются во времени и последовательно попадают в полосу пропускания УПЧ (рисунок 5.5, в). Напряжение на выходе УПЧ имеет вид радиоимпульсов (рисунок 5.5, г), амплитуды которых при постоянном напряжении ГКЧ пропорциональны амплитудам составляющих исследуемого спектра.

С выхода УПЧ радиоимпульсы подаются на амплитудный детектор. На выходе детектора возникают видеоимпульсы и, (рисунок 5.5, д), поступающие через выходной усилитель на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ. На горизонтально отклоняющие пластины ЭЛТ подается пилообразное напряжение генератора развертки, в результате чего на экране осциллографа появляются видеоимпульсы, изображающие спектр исследуемого сигнала в течение одного периода развертки  $T_p = T_a$ .

Диаграммы на рисунке 5.5 построены при условии, что разность частот соседних составляющих спектра много больше полосы пропускания УПЧ, при этом возможна сравнительно малая статическая разрешающая способность (т.е. большой интервал частот  $\Delta f$ ). На практике допускается некоторое перекрытие изображений гармоник сигналов (рисунок 5.6).

Статическую разрешающую способность анализатора спектра последовательного типа определяют по формуле (приведена без вывода):

$$\Delta f_p = \sqrt{3} \Delta f_{\text{упч}}. \quad (5.4)$$

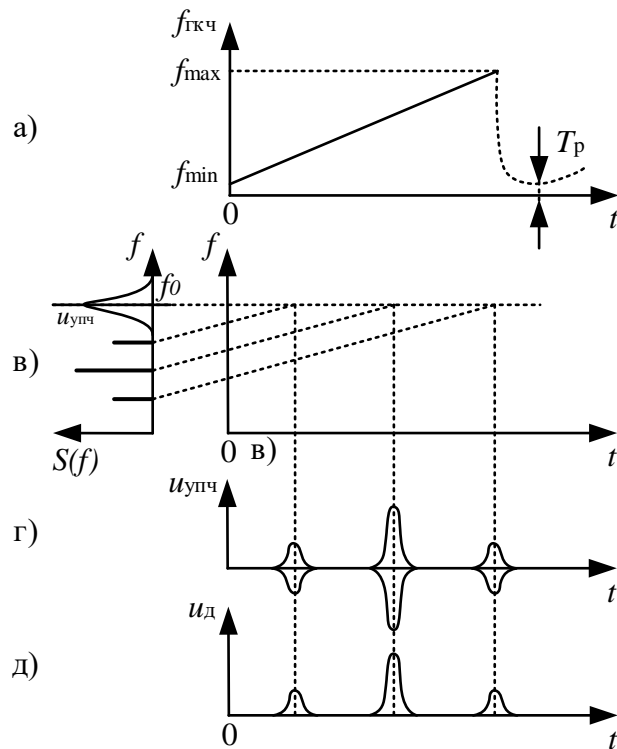


Рисунок 5.5 – Сигналы в анализаторе спектра последовательного типа

На рисунке 5.5 изображено: а) изменение частоты ГКЧ; б) исследуемый спектр и АЧХ УПЧ; в) линейное изменение частоты во времени; г) сигнал на выходе УПЧ; д) сигнал на выходе детектора.

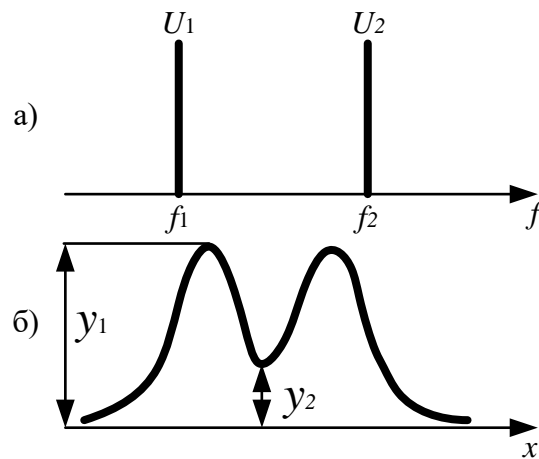


Рисунок 5.6 – Диаграммы к определению разрешающей способности анализатора спектра: а) спектр сигнала; б) эпюр спектров на экране

Параметры спектра измеряют вспомогательными устройствами. Положение на оси частот отдельных спектральных составляющих и характерных участков спектра определяют частотными метками. Наиболее просто создается одна частотная метка путем

подачи на вход анализатора спектра вместе с исследуемым сигналом напряжения от измерительного генератора синусоидальных колебаний. В этом случае на экране анализатора появится частотная метка – риска, соответствующая частоте сигнала генератора, изменяя частоту которого добиваются совпадения метки с определяемой точкой спектра. Частоту затем находят по шкале генератора.

Чтобы создать набор равноотстоящих друг от друга меток, в анализаторах спектра применяют специальные генераторы (например, генераторы частотно-модулированного сигнала). Из радиотехники известно, что спектр частотно-модулированного сигнала состоит из ряда гармонических составляющих, отстоящих друг от друга на частоту модуляции  $F_m$ . Предусматривают возможность изменять среднюю частоту колебаний  $f_{cp}$  и частоту модуляции  $F_m$ . При изменении частоты модуляции меняется интервал между метками, при изменении средней частоты колебаний все метки сдвигаются по оси частот. Напряжение от генератора частотно-модулированных колебаний вместе с исследуемым сигналом подают на вход анализатора спектра. На экране трубки наблюдается картина наложения двух спектров. Изменяя параметры напряжения калибровки (среднюю частоту и частоту модуляции), совмещают метки с характерными точками исследуемого спектра.

Динамическая разрешающая способность анализатора спектра зависит от скорости перестройки частоты ГКЧ. При увеличении скорости перестройки напряжение на выходе УПЧ не успевает изменяться с изменением напряжения на входе, так как энергия, запасенная в избирательной системе (например, в контуре), не может измениться мгновенно. Это явление имеет место в том случае, если длительность переходного процесса в УПЧ соизмерима со временем изменения частоты колебаний на входе и в пределах его полосы пропускания. Динамические искажения изображения спектра ограничивают допустимую скорость изменения частоты ГКЧ. Отсюда время анализа определяется неравенством (для упрощения формула приведена без вывода):

$$T_a > \frac{\Delta f_{\text{ГКЧ}}}{A \Delta f_{\text{УПЧ}}^2}, \quad (5.5)$$

где  $\Delta f_{\text{ГКЧ}} \approx f_{\text{max}} - f_{\text{min}}$ ;  $A$  – коэффициент, определяемый схемой УПЧ и допустимыми динамическими погрешностями.

Используя формулу (5.4) для интервала частот, определяющего статическую разрешающую способность  $\Delta f_p$ , получим время анализа:

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

Отсюда следует, что время анализа обратно пропорционально квадрату разрешающей способности. Чем выше разрешающая способность (меньше  $\Delta f_p$ ), тем больше должно быть время анализа. Для повышения разрешающей способности (уменьшения  $\Delta f_p$ ) применяют схемы с двойным или тройным преобразованием частоты, которые здесь не рассматриваются.

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

#### **5.4 Вычислительные анализаторы спектра**

Вычислительные спектроанализаторы позволяют получить спектр входного сигнала с помощью дискретного преобразования Фурье (ДПФ) значений отсчетов исследуемого сигнала. Практически всегда используют алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ), поэтому такие приборы называют БПФ-анализаторами.

Для выполнения БПФ 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, то есть 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. Достижимая частота дискретизации ограничивает полосу анализа спектра. Поэтому применяют разделение требуемого рабочего диапазона частот на участки, в которых по очереди проводится БПФ. При выводе результатов анализа данные БПФ на всех участках сводятся в одну спектрограмму.

Дискретизация сигнала по уровню приводит к возникновению шума квантования, который снижает динамический диапазон анализатора. Чем больше разрядность АЦП, тем ниже оказываются шумы квантования. Однако при большой разрядности, как правило, снижается быстродействие АЦП. Приходится искать компромисс между динамическим диапазоном (разрядностью АЦП) и максимальной частотой спектра сигнала (частотой дискретизации). Большой динамический диапазон (более 100 дБ) получается лишь для относительно низкочастотных приборов.



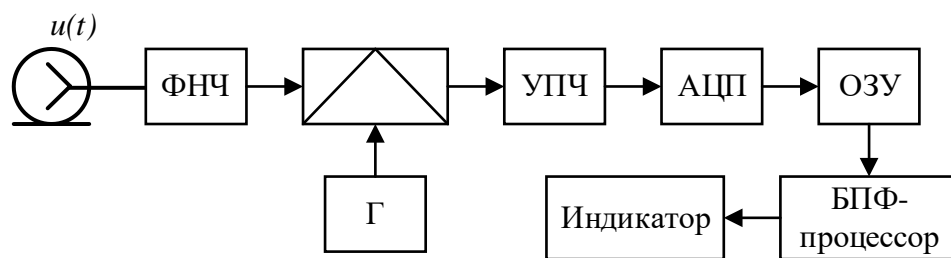


Рисунок 5.7 – Структурная схема вычислительного анализатора спектра

Рассмотрим упрощенную структурную схему вычислительного спектроанализатора (рисунок 5.7). Спектр входного сигнала ограничивается сверху с помощью ФНЧ для подавления помех зеркального канала. С помощью преобразователя частоты полоса частот входного сигнала смещается в область рабочего диапазона частот АЦП. Далее сигнал усиливается в УПЧ с относительно широкой полосой пропускания, равной рабочей полосе частот АЦП. УПЧ выполняет также роль фильтра для устранения эффекта наложения спектров. После аналоговоцифрового преобразования значения отсчетов сигнала поступают в ОЗУ. Эти данные используются для вычисления спектра в блоке БПФ. Результат расчета спектра поступает на дисплей.

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, MathLab). В отличие от других типов АС БПФ-анализаторы способны рассчитать как амплитудный, так и фазовый спектры, что является важным преимуществом таких приборов.

Рассмотрим особенности алгоритма ДПФ (БПФ), которые необходимо учитывать при работе с цифровым анализатором спектра. Вычислительный спектроанализатор рассчитывает спектр конечной выборки из  $N$  отсчетов сигнала длительностью  $T_c = N\Delta t$  а не спектр непрерывного (например, периодического) сигнала. В алгоритме ДПФ выборку 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  $\{u(k)\}$  повторяется с периодом  $N$   $u(k + N) = u(k)$  для любого  $k$ .

Эта последовательность соответствует дискретному сигналу из смещенных по времени дельта-функций:

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

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  $1/T_c = 1/N\Delta t$ . 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:

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

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

$$S(n) = \sum_0^{N-1} U(k) \exp\left(-i \frac{2\pi nk}{N}\right). \quad (5.6)$$

Оно содержит дискретные отсчеты непрерывной спектральной функции дискретного сигнала, 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:

$$U(k) = \frac{1}{N} \sum_0^{N-1} S(n) \exp\left(i \frac{2\pi nk}{N}\right). \quad (5.7)$$

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. Расчет всего ДПФ, содержащего  $N$  коэффициентов, потребует  $N^2$  пар операций «умножение–сложение». Число операций возрастает пропорционально квадрату числа отсчетов  $N$ . Однако если  $N$  может быть разложено на множители, процесс вычислений можно ускорить. Анализируемый набор отсчетов разделяют на части, вычисляют их ДПФ и затем объединяют полученные результаты. Наибольшее ускорение вычислений получается при числе отсчетов, являющимся степенью двойки  $N = 2^k$  ( $N = 128, 256, 512, 1024$  и т. д.). Отсчеты делят пополам, полученные две последовательности также делят на две части. Процесс деления продолжают до тех пор, пока не получатся двухэлементные группы отсчетов, ДПФ которых рассчитывается вообще без использования операций умножения. Достаточно вычислить сумму и разность двух отсчетов. Число требуемых при этом пар операций «умножение–сложение» равно  $N \log_2(N)$ , то есть 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 практически во всех моделях вычислительных спектроанализаторов.

Разрешающая способность БПФ-анализатора равна расстоянию между двумя спектральными компонентами входного сигнала, при котором

они появляются на соседних отсчетах дискретного спектра. Таким образом, БПФ можно трактовать как обработку сигнала системой из  $N$  узкополосных фильтров, настроенных на частоты дискретизации спектра  $f_n$  (частотные каналы) со сдвигом по частоте, равным  $1/(N\Delta t)$ . АЧХ каждого такого фильтра для каждой из  $N$  частот дискретного спектра описывается функцией вида:

$$K_n(f) = \frac{\sin\left(\pi N \frac{f - f_n}{f_d}\right)}{\sin\left(\pi \frac{f - f_n}{f_d}\right)}. \quad (5.8)$$

Ширина полосы пропускания канала определяется количеством отсчетов сигнала в выборке  $N$ . На рисунке 5.8 изображен график АЧХ БПФ третьего частотного канала при  $N = 8$ . Пунктирной линией на этом же рисунке показана АЧХ соседнего четвертого частотного канала. Градуировка частотной оси отражает номера частотных каналов. Заметим, что эта картина напоминает вид АЧХ системы фильтров параллельного спектроанализатора, приведенный ранее (см. рисунок 5.8). 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 возникает погрешность измерения ее амплитуды, определяемая формой АЧХ канала. Кроме этого, гармоника попадет в соседние частотные каналы, что создаст ложные отсчеты в полученном спектре за счет большого уровня боковых лепестков АЧХ канала.

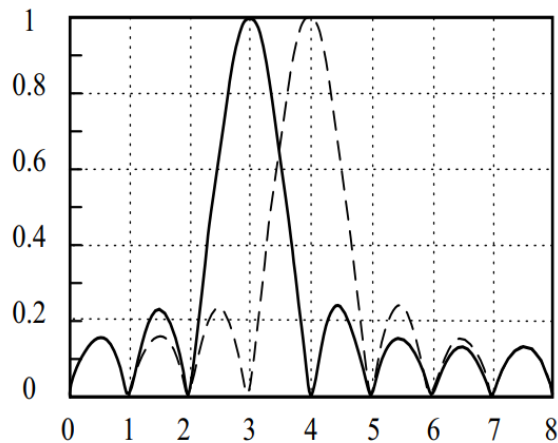


Рисунок 5.8 – АЧХ частотных каналов БПФ

Для улучшения формы АЧХ и снижения уровня боковых лепестков используют весовые функции  $w(k)$ , которые также называют окнами (*window*). Перед выполнением БПФ отсчеты сигнала умножают на весовую (оконную) функцию, которая спадает к началу и концу выборки сигнала. Умножение сигнала на весовую функцию соответствует свертке спектров сигнала и весовой функции. Подбирая подходящую весовую функцию  $w(k)$  для конкретной измерительной задачи, можно уменьшить уровень боковых лепестков частотной характеристики каналов БПФ. Платой за это является расширение центрального лепестка частотной характеристики и уменьшение разрешающей способности АС. 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 измеренного спектра, которое называется растеканием спектра (*spectrum leakage*). При БПФ 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 периодов возникают скачки сигнала, из-за которых получаемый спектр сигнала расширяется. Весовая обработка входной последовательности отсчетов

сигнала приводит к ослаблению эффектов, связанных со скачками сигнала при периодическом повторении выборки, и, таким образом, к уменьшению растекания спектра.

В вычислительных спектроанализаторах наиболее часто используют косинусные окна Блэкмена, Ханна, Хэмминга. Для получения более высокой точности измерения уровня спектра 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 широкий основной лепесток, что снижает разрешающую способность прибора.

Как уже говорилось ранее, при реализации узких полос фильтрации (единицы и десятки герц) требуемое время традиционного последовательного анализа может быть неприемлемо большим. Применение вычислительных методов позволяет значительно улучшить разрешающую способность анализаторов спектра. В этом случае фильтром УПЧ вырезают часть анализируемого спектра (в полосе «захвата») и далее проводят его БПФ-преобразование. Далее анализатор перестраивают на следующую полосу частот и вычисление повторяют. На индикатор выводят результат «сшивания» численных результатов БПФ-анализа. Таким образом удастся обеспечить высокую разрешающую способность (до единиц герц) при приемлемом времени анализа и широких полосах обзора. Количество отсчетов  $N$ , используемое в расчете спектра, соответствует отрезку сигнала на интервале времени  $N\Delta t$ . Чтобы анализировать непрерывные сигналы без потери информации, используют следующую последовательность действий. Прибор накапливает в памяти выборку из  $N$  отсчетов сигнала. Затем в течение одного интервала  $\Delta t$  необходимо выполнить расчет спектра и вывести его на устройство индикации. Далее процесс анализа повторяется. Приборы, которые способны реализовать данный способ анализа спектра, называют АС реального времени. Такие приборы позволяют использовать все отсчеты сигнала, поступающие из АЦП. Для увеличения быстродействия в таких АС применяют параллельную обработку отсчетов сигнала. Если же расчеты не удастся завершить за время  $\Delta t$ , то получится пропуск отдельных отсчетов и потеря части информации о сигнале. Современные АС позволяют проводить обработку в реальном времени в полосе захвата сигнала до десятков и даже сотен МГц.

Программное обеспечение современных цифровых спектроанализаторов позволяет не только проводить спектральный анализ, но и восстанавливать сигнал по его спектру (вычислять обратное преобразование Фурье), выполнять корреляционный анализ сигналов, измерение их параметров (амплитуды, частоты, фазы, индексов модуляции), проводить анализ характеристик электрических цепей (АЧХ и ФЧХ, импульсных и

переходных характеристик).

В заключение рассмотрим особенности спектрального анализа сигналов, выполняемого с помощью цифровых осциллографов, в которых предусмотрена функция БПФ. Этот режим для ЦО является дополнительным, поэтому его метрологические характеристики в режиме БПФ обычно не нормируются. Особенность функции БПФ на осциллографах бюджетных моделей по сравнению со специализированными АС – это меньший частотный диапазон канала вертикального отклонения и, соответственно, меньший диапазон частот получаемого спектра. Кроме этого, собственные шумы осциллографа и шумы квантования создают на изображении спектра хаотически появляющиеся линии и всплески. Индикация спектра в логарифмическом масштабе только увеличивает эту шумовую дорожку, маскирующую слабые составляющие полезного спектра. Обычно динамический диапазон для функции БПФ цифровых осциллографов с 8-разрядными АЦП порядка 50 дБ и может быть немного увеличен усреднением сигнала во временной области. Традиционный АС имеют, как правило, лучший динамический диапазон и меньшие искажения спектра.

Как и в специализированных АС, для получения хорошего разрешения по частоте в цифровых осциллографах требуется использовать весовые окна. Обычно предусматривают 3–4 типа окон, причем прямоугольное окно обычно приводит к существенному увеличению уровня шумов. Применение окна Блэкмена их снижает, но за счет расширения откликов гармоник. Надо иметь в виду, что применение окон может привести к искажению спектра сигнала. Например, искажения увеличиваются, если сигнал расположен не в центре экрана.

Отметим, что у бюджетных цифровых осциллографов обычно нельзя независимо регулировать центральную частоту спектра и полосу обзора. Поскольку БПФ применяется только для тех отсчетов входного сигнала, которые находятся на экране осциллографа, то они задаются при установке коэффициента развертки осциллограммы и выборе числа точек на осциллограмме. Поэтому для улучшения разрешения по частоте спектра надо получить осциллограмму с большим количеством периодов сигнала. Это требует увеличения размера (глубины) памяти осциллографа.

В дорогих моделях ЦО с большой глубиной памяти предусматривают возможность вырезки из осциллограммы интересующего фрагмента сигнала и построения его спектра – как амплитудного, так и фазового, использовать логарифмический и линейный масштаб по уровню, применять курсорные измерения параметров спектра. За счет увеличения объема памяти удастся получить высокую разрешающую способность по

частоте, но при этом вычисление БПФ может занимать довольно большое время – единицы и даже десятки секунд.

Функция БПФ в ЦО может быть полезна для исследования спектров видеосигналов с нулевой нижней граничной частотой. Радиочастотные спектроанализаторы обычно имеют нижнюю рабочую частоту от нескольких кГц до единиц и десятков МГц. Поэтому область низких частот спектра видеосигнала оказывается вне их рабочего диапазона. Таким образом, функция БПФ цифрового осциллографа является полезным дополнением к возможностям специализированных спектроанализаторов, хотя возможности спектрального анализа у цифровых осциллографов все же существенно уступают радиочастотным вычислительным АС как по диапазону частот, так и по частотному разрешению.

### **5.5 Измерение нелинейных искажений**

Многие радиоэлектронные устройства с активными элементами (усилители, активные фильтры и пр.) применяют для линейного преобразования сигналов (увеличения 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 (НИ). 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 катушки индуктивности с ферритовыми сердечниками, сегнетоэлектрические конденсаторы можно отнести к системам со слабой нелинейностью (квазилинейные устройства).

Уменьшения нелинейных искажений 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 уровня 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 только при относительно малых значениях сигнала (рисунок 5.9 (а)).

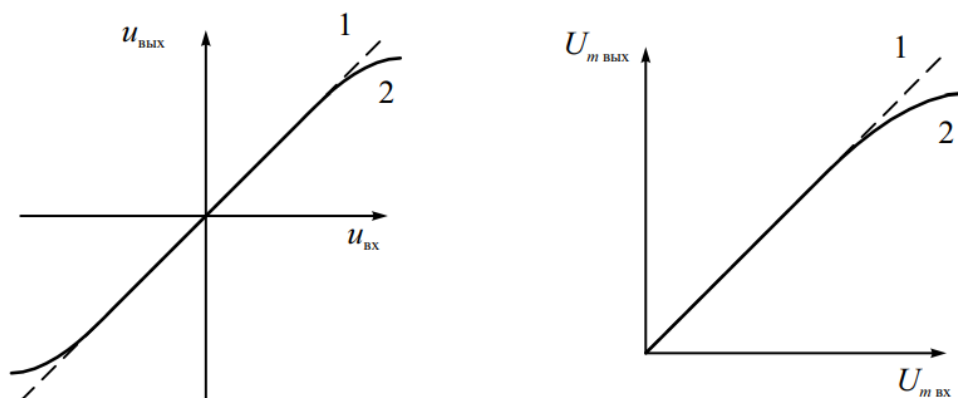


Рисунок 5.9 – Амплитудные характеристики: 1 – линейное устройство; 2 – квазилинейное устройство. Зависимости: а – между мгновенными значениями; б – между амплитудами гармонических напряжений

Отклонение АХ от линейной зависимости позволяет оценить степень нелинейности устройства. Например, в качестве степени искажений часто используют точку отклонения АХ от линейной на 1 дБ. Входное напряжение, соответствующее этой точке, является характеристикой нелинейности устройства. Чем оно больше, тем шире рабочий диапазон амплитуд устройства.

Согласно определению, для измерения АХ надо фиксировать мгновенные значения сигнала на выходе устройства при различных значениях входного сигнала. Форма напряжения при этом особой роли не играет – важно, чтобы линейные искажения этого сигнала (амплитудные и фазовые) были минимальными. Поэтому для измерения АХ удобно использовать гармонический входной сигнал с частотой в пределах рабочей полосы частот исследуемого устройства. Изменяя его амплитуду от нуля до максимального значения, фиксируют амплитуду выходного сигнала и строят зависимость  $U_{m \text{ вых}} = f(U_{m \text{ вх}})$ . Она повторяет форму половины АХ (для положительных напряжений) (рисунок 5.9, (б)). Схема измерения включает генератор гармонических колебаний и амплитудный вольтметр (рисунок 5.10, (а)).

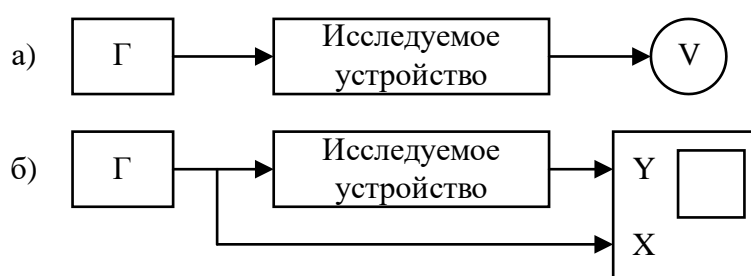


Рисунок 5.10 – Структурные схемы установок для снятия амплитудных характеристик с помощью: а – вольтметра, б – осциллографа



Отметим, что использовать в данном случае вольтметры других типов (среднеквадратических или средневывпрямленных значений) нельзя из-за искаженной формы сигнала на выходе.

Получить изображение АХ на экране осциллографа можно с помощью измерительной установки, показанной на рисунке 5.10, (б). 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 развертки отключают (используют режим  $X-Y$ ). Тогда отклонение луча по оси  $X$  будет 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 используют метод калиброванных шкал, для чего предварительно производят калибровку каналов  $X$  и  $Y$  по напряжению.

При наличии фазового сдвига в исследуемом устройстве на экране вместо линии АХ появляется фигура Лиссажу (эллипс). Свести ее в тонкую линию можно, включив в один из каналов плавный фазовращатель и регулируя его до полной компенсации фазового сдвига.

Амплитудная характеристика квазилинейных устройств мало отличается от линейной. Поэтому оценку степени искажений по АХ сделать не удастся. В этом случае для количественного измерения степени нелинейности обычно используют спектральную оценку искажений синусоидального сигнала. Гармонические НИ появляются при подаче на вход нелинейного устройства гармонического напряжения. При этом спектр выходного напряжения наряду с колебанием основной частоты содержит высшие гармоники. Гармонические НИ измеряют с использованием специальных методов и приборов (измерителей нелинейных искажений). Другой способ оценки нелинейности – измерение интермодуляционных искажений. Они появляются при одновременном воздействии на вход нелинейного устройства гармонических напряжений с разными частотами. Для них характерно образование гармоник с комбинационными частотами в спектре выходного напряжения. Интермодуляционные искажения исследуют с помощью анализаторов спектра.

Гармонические НИ характеризуются коэффициентом гармоник  $K_r$  (*THD – Total Harmonic Distorsion*):

$$K_r = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}, \quad (5.9)$$

где  $U_1, U_2, U_3, \dots, U_n$  – среднеквадратические значения гармоник на выходе исследуемого устройства. Для стандартных сигналов  $K_r$  может быть подсчитан аналитически. Так, для симметричного прямоугольного сигнала (меандра):

$$K_r = \sqrt{\frac{\pi^2}{8}} - 1 \approx 0,483 = 48,3\%.$$

Идеальный пилообразный сигнал имеет  $K_r$ , равный:

$$K_r = \sqrt{\frac{\pi^2}{6}} - 1 \approx 0,803 = 80,3\%,$$

а симметричный треугольный сигнал:

$$K_r = \sqrt{\frac{\pi^2}{96}} - 1 \approx 0,121 = 12,1\%.$$

Прямоугольные видеоимпульсы со скважностью  $q$  имеют коэффициент гармоник, равный:

$$K_r(q) = \sqrt{\frac{(q-1)\pi^2}{2q^2 \sin^2\left(\frac{\pi}{q}\right)}} - 1, \quad 1 < q < \infty.$$

Для устройств с малой нелинейностью коэффициент гармоник может быть очень мал (доли процента) и его измерение представляет достаточно сложную задачу.

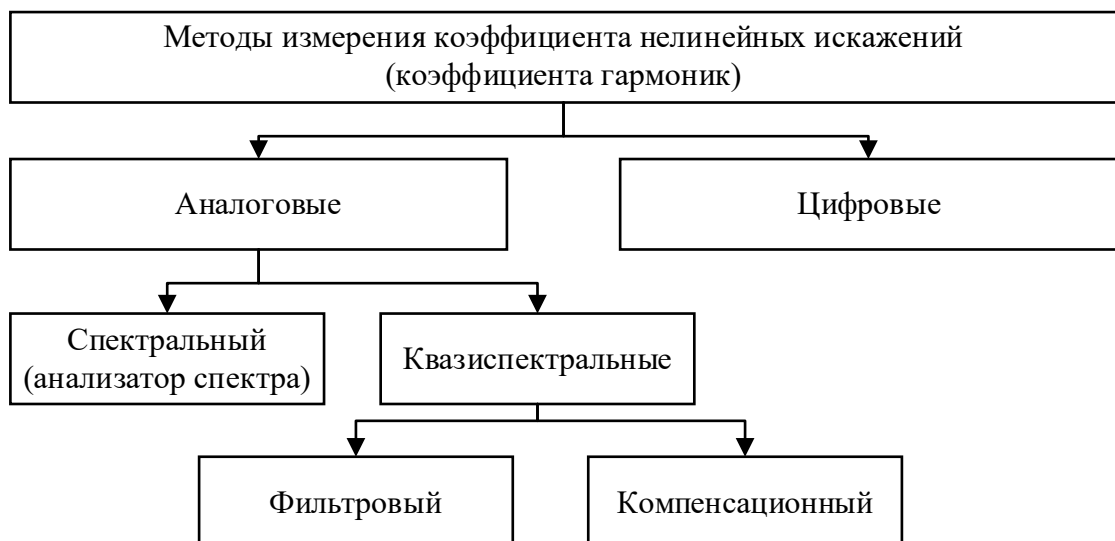


Рисунок 5.11 – Классификация методов измерения нелинейных искажений

Методы измерения коэффициента гармоник делятся на цифровые (вычислительные) и аналоговые (рисунок 5.11).

Последние включают в себя спектральный метод (с использованием АС), фильтровый и компенсационный методы прямого измерения  $K_{\Gamma}$ .

Фильтровый метод основан на подавлении основной гармоники сигнала с помощью режекторного фильтра, компенсационный – на вычитании из полного сигнала противофазного колебания первой гармоники.

*Спектральный* метод предусматривает использование универсального анализатора спектра (последовательного или параллельного) для измерения спектрального состава выходного сигнала. Коэффициент гармоник можно оценить, измерив амплитуды основной и нескольких высших гармоник с помощью анализатора спектра. Тогда  $K_{\Gamma}$  рассчитывают по формуле (5.9). 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 оценки нелинейности используют специализированные приборы, называемые измерителями нелинейных искажений (ИНИ). Упрощенная структурная схема ИНИ приведена на рисунке 5.12.

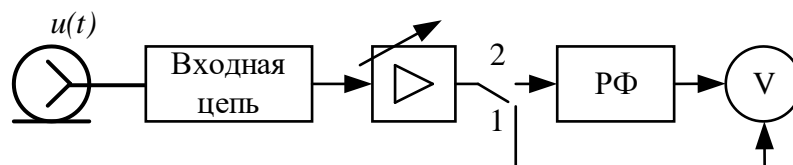


Рисунок 5.12 – Структурная схема измерителя нелинейных искажений:  
1 – калибровка; 2 – измерение

Прибор использует фильтровый метод измерения, основанный 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 нелинейных искажений 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 по частоте на подавление первой гармоники

сигнала. Настройку фильтра контролируют по минимальному показанию вольтметра. При точной настройке 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:

$$КНИ = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2}}. \quad (5.10)$$

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

$$КНИ = \frac{K_r}{\sqrt{1 - (K_r)^2}}. \quad (5.11)$$

При малых искажениях эти коэффициенты практически совпадают. Шкалу вольтметра градуируют в значениях  $K_r$  или КНИ, обычно в %.

Отметим, что при исследовании устройств с заметным уровнем собственных шумов, они будут суммироваться с гармониками сигнала. В результате получается завышенное значение результата измерения КНИ. В таком случае говорят, что прибор измеряет сумму «КНИ + шум» (*THD + noise*).

Автоматизированные измерители нелинейных искажений позволяют измерить частоту входного сигнала и автоматически настроить режекторный фильтр на эту частоту. Есть приборы, в которых  $K_r$  измеряется с помощью двух фильтров: полосно-заграждающего (режекторного) и полосно-пропускающего. Полосно-пропускающий фильтр выделяет сигнал первой гармоники, полосно-заграждающий – его подавляет. Фильтры синхронно настраиваются на частоту входного сигнала. Сигналы с выходов фильтров после детектирования подают на измеритель отношений, определяющий коэффициент гармоник входного сигнала.

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

Приведем один из вариантов алгоритма обработки последовательности отсчетов (выборки) длиной  $N$ , позволяющий сократить количество вычислительных операций при расчете  $K_r$ . На первом этапе рассчитывают среднеквадратическое значение входного сигнала:

$$U = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} U_i^2} \quad (5.12)$$

и постоянную составляющую (среднее значение) сигнала:

$$U_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} U_i. \quad (5.13)$$

На втором этапе по формуле дискретного преобразования Фурье определяют среднеквадратическое значение первой гармоники:

$$U_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\left[ \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} U_i \cos\left(\frac{2\pi i}{N}\right) \right]^2 + \left[ \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} U_i \sin\left(\frac{2\pi i}{N}\right) \right]^2}. \quad (5.14)$$

Формулу (5.9) для  $K_r$  можно переписать в следующем виде:

$$K_r = \frac{\sqrt{U^2 - U_0^2 - U_1^2}}{U_1}. \quad (5.15)$$

Цифровой метод измерения  $K_r$  требует АЦП с большой разрядностью (малыми шумами квантования) и высокой линейностью характеристики преобразования. Он позволяет измерить  $K_r$ , не учитывая негармонические составляющие выходного сигнала, а также собственные шумы устройства.

Актуальность проблемы контроля формы сигналов привела к появлению вольтметров-мультиметров, реализующих цифровой режим измерения  $K_r$ . Такие приборы, кроме измерения среднеквадратического значения входного сигнала, позволяют определить амплитуды высших гармоник в его спектре и рассчитать  $K_r$ . Например, мультиметр *Keithley 2015/2016* может определять амплитуды 64 гармоник входного напряжения с точностью 0.8 дБ в диапазоне частот 40 Гц...50 кГц, рассчитать коэффициент гармоник  $K_r$  и сумму «КНИ + шум», отношение сигнал/шум.

## 5.6 Измерение параметров модуляции

Спектральный метод определения коэффициента модуляции АМ сигнала и девиации частоты ЧМ сигнала основан на анализе спектрограммы сигнала. При АМ гармоническим сигналом спектр представляет собой три гармоники, причем отношение амплитуд боковых составляющих  $U_6$  к амплитуде несущей  $U_n$  равно половине коэффициента модуляции:

$$m = \frac{2U_6}{U_n} \cdot 100\%. \quad (5.16)$$

Сложность измерения амплитуд спектральных составляющих для малых частот модуляции заключается в недостаточной разрешающей способности АС. В этих случаях

используют узкие полосы радиополоса АС и ручной режим перестройки. Девiation частоты  $\Delta f$  и индекс  $\beta$  радиосигнала с ЧМ и ФМ можно измерить с помощью АС, используя метод нулей функции Бесселя. Как известно из курса радиотехники, ЧМ сигнал с гармонической модуляцией частотой  $F$  может быть представлен в виде суммы гармоник:

$$u(t) = U_m \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos[2\pi(f + nF)t], \quad (5.17)$$

где  $J_n$  – функция Бесселя первого рода  $n$ -ного порядка,  $\beta$  – индекс ЧМ,  $f$  – несущая частота. Амплитуда  $n$ -ной гармоники спектра обращается в нуль при выполнении условия:

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

где  $\beta_{n0}$  – корень  $n$ -ной функции Бесселя.

Измерение индекса модуляции проводят следующим образом. Наблюдая на АС спектр исследуемого сигнала, регулируют частоту модуляции и добиваются равенства нулю амплитуды выбранной гармоники.

Чаще всего используют нулевую гармонику (на несущей частоте сигнала) или ближайшие боковые гармоники. Для нулевой гармоники корень функций Бесселя равен  $\beta_{00} = 2,4048$ , для первой, второй и третьей гармоники их амплитуда обращается в нуль при  $\beta_{10} = 5,5210$ ,  $\beta_{20} = 8,6537$ ,  $\beta_{30} = 11,7915$ . Амплитуда  $n$ -ной гармоники обращается в нуль при индексе ЧМ (ФМ)  $\beta_{n0} = \Delta f / F$ , откуда, зная частоту модуляции  $F$ , рассчитывают искомую девиацию частоты. Данный метод пригоден для достаточно точных измерений девиации частоты радиопередатчиков и модуляторов ЧМ, в которых есть возможность плавной регулировки частоты модуляции. Аналогичный подход можно использовать для измерения параметров частотно-манипулированных и фазоманипулированных сигналов.

## 5.7 Контрольные вопросы

1. Для каких целей используется спектральный анализ сигналов?
2. Какой физический смысл лежит в основе прямого и обратного преобразований Фурье?
3. Как аналитически записываются прямое и обратное преобразования Фурье?
4. На чем основан параллельный и последовательный анализ спектра исследуемых сигналов?
5. Какова связь между дискретным преобразованием Фурье и гармоническими составляющими сигнала? Как это используется в цифровых анализаторах?
6. В чем состоит суть быстрого преобразования Фурье?
7. Как выглядит упрощенная структурная схема анализатора параллельного действия?
8. Что называется разрешающей способностью анализатора?
9. Как разрешающая способность связана с полосой пропускания фильтра анализатора?
10. Какова упрощенная структурная схема анализатора спектра последовательного типа?

11. Как связана скорость анализа с полосой пропускания анализатора?
12. Чему равно время анализа в схемах последовательного типа?
13. На чем основан принцип построения гетеродинного анализатора спектра последовательного типа?
14. Каковы основные характеристики гетеродинного анализатора?

## 6 ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОУСТРОЙСТВ

### 6.1 Общие сведения

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); четырехполюсники с двумя входными и двумя выходными полюсами; многополюсники – блоки с числом полюсов более четырех. Частотные зависимости элементов матриц полностью характеризуют свойства линейного устройства. В теории электрических цепей получили распространение матрицы Z-, Y- и H-параметров. На основе этих матриц строят схемы замещения реальных устройств, а также рассчитывают 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 (четыреполюсные устройства) и многопортовые СВЧсоединения (многополюсники СВЧ).

Кроме полного матричного описания радиоэлектронных устройств, используют также их рабочие параметры. Наиболее важным является комплексный коэффициент передачи, который связывает комплексные амплитуды гармонического воздействия на входе и реакцию цепи на выходе.

Для четырехполюсного устройства – это коэффициент передачи по напряжению, равный отношению комплексных амплитуд напряжений на выходе  $U'_2 = U_{m2} \exp[j\varphi_2]$  и на входе  $U'_1 = U_{m1} \exp[j\varphi_1]$ :

$$K(f) = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} = \exp[j(\varphi_2 - \varphi_1)].$$

Для характеристики передачи мощности через устройство с входа на выход часто используют ослабление, дБ, – логарифмический параметр, связанный с модулем коэффициента передачи:



$$A(f) = 10 \lg \left( \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вых}}} \right) = -20 \lg (|K(f)|), \text{ дБ.}$$

В случае активных усилительных устройств коэффициентом передачи, больше единицы, используют коэффициент усиления, дБ, который задают обратным отношением мощностей:

$$K_p(f) = 10 \lg \left( \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} \right) = -A(f), \text{ дБ.}$$

Для многополюсных устройств коэффициент передачи и ослабление вводятся аналогичным образом для каждой пары вход-выход.

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.

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 (адмиттанс) двухполюсника. Для двухполюсных СВЧ-устройств используют комплексный коэффициент отражения  $\rho_n$  двухполюсника (СВЧ-нагрузки). Он равен элементу  $S_{11}$  – единственному элементу в матрице рассеяния. По аналогии с электрическими цепями в технике СВЧ используют эквивалентное нормированное сопротивление  $Z'_n$  (или проводимость  $Y'_n$ ) нагрузки. Полное сопротивление (и проводимость) связано с комплексным коэффициентом отражения соотношением:

$$Z'_n = \frac{1}{Y'_n} = \frac{1 + \rho_n}{1 - \rho_n}.$$

Этот параметр безразмерный, он нормирован к волновому сопротивлению подводящей линии передачи. Для характеристики степени согласования СВЧ нагрузок широко используют коэффициент 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:

$$\text{КСВН} = \frac{1}{\text{КБВ}} = \frac{1 + |\rho_n|}{1 - |\rho_n|}.$$

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 частотных зависимостей модуля коэффициента передачи, называют измерителями АЧХ, или скалярными анализаторами цепей (*scalar network analyzer*). На СВЧ с их помощью получают частотные зависимости КСВН и ослабления. Измерить ФЧХ сложнее – требуется определить фазовые сдвиги между выходным и входным сигналами в широком диапазоне частот. Для этого 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.

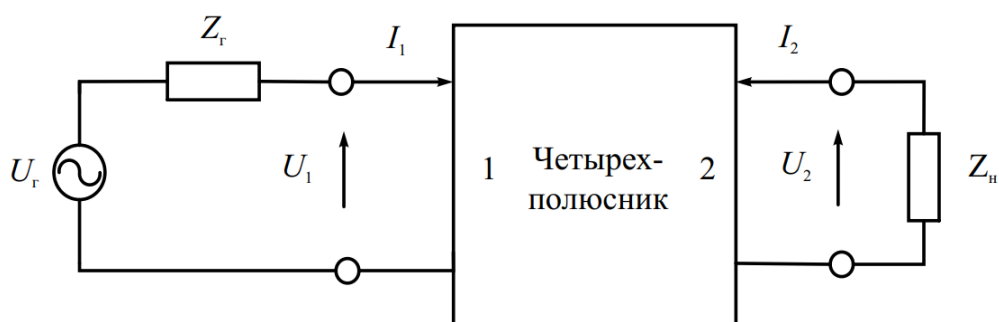


Рисунок 6.1 – Обобщенная схема включения четырехполюсника в схему измерения АЧХ

Для правильной постановки измерительной задачи необходимо представить подключение исследуемого устройства с учетом свойств реальных генератора и нагрузки.

На рисунке 6.1 приведена общая схема включения четырехполюсника между источником гармонического напряжения с внутренним выходным импедансом  $Z_g$  и нагрузкой, характеризующейся импедансом  $Z_n$ . 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).

Второй важный момент – зависимость частотной характеристики от выходного сопротивления генератора. Если под АЧХ понимать отношение  $U_2/U_1$ , то  $Z_g$  на форму характеристики не влияет. Однако во многих практических задачах интерес представляет частотная зависимость отношения  $U_2/U_g$ . При этом частотную зависимость определяют при постоянной амплитуде генератора  $U_g$  с ненулевым внутренним сопротивлением  $Z_g$ . В этом случае входное напряжение  $U_1$  может иметь зависимость от частоты, поэтому вид АЧХ

будет другим. Следовательно, измерение АЧХ всегда проводится при заранее оговоренных сопротивлениях генератора и нагрузки.

Аналогичный подход применяют и в случае СВЧ-устройств (рис. 14.2).

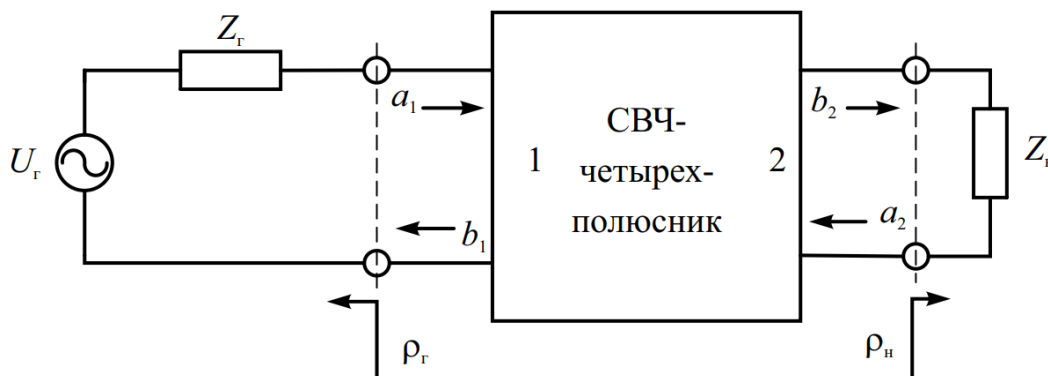


Рисунок 6.2 – Представление исследуемого устройства в виде СВЧ-четырёхполюсника

Если используют согласованные генератор ( $Z_G = Z_0$ ) и нагрузку цепи ( $Z_H = Z_0$ ), 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. Приведенные соображения можно распространить и на СВЧ-многополюсники, для которых недиагональные элементы матрицы рассеяния представляют собой коэффициенты передачи между соответствующими входами. 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. Отметим, что в таких устройствах АЧХ обычно зависит от уровня входного сигнала и режима работы устройства. Поэтому при исследовании частотных свойств активных устройств всегда оговаривают условия, при которых выполняются измерения. Понятие АЧХ используют и в более сложных случаях, например, для описания преобразователей, смесителей и умножителей частоты. В этих случаях частоты входного и выходного сигналов могут отличаться. Понятие АЧХ для них 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 рисунке 6.3 представлены типичные

частотные характеристики полосно-пропускающих фильтров в линейном и логарифмическом масштабах по уровню.

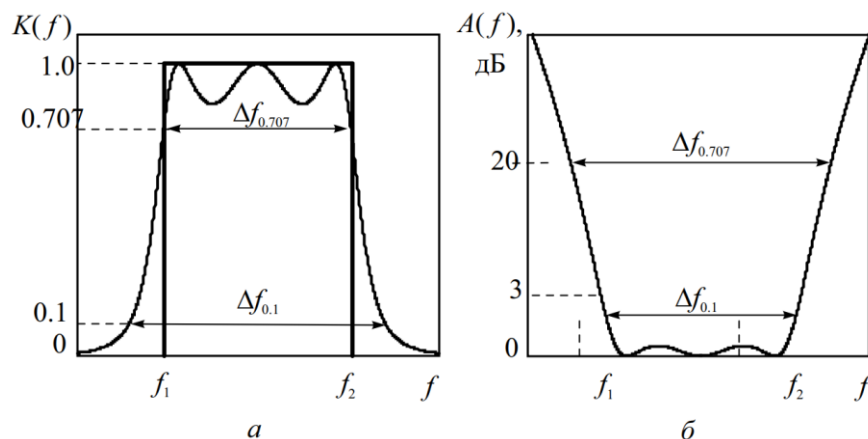


Рисунок 6.3 – Типичные АЧХ полосно-пропускающего фильтра

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  $K_{\Pi}$  – 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. Для идеальной прямоугольной формы АЧХ  $K_{\Pi} = 1$ , для реального фильтра коэффициент прямоугольности всегда меньше единицы:

$$K_{\Pi} = \Delta f_{0.707} / \Delta f_{0.1} \leq 1.$$

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 относительно точки максимального ослабления (обычно +3 дБ, то есть в 1.41 раз больше минимума АЧХ).

## 6.2 Способы измерения

Наиболее простой метод измерения АЧХ – это определение отношения амплитуд выходного и входного напряжений гармонического сигнала в отдельных частотных точках с последующей интерполяцией всей кривой (метод измерения «по точкам»). На практике проще измерить зависимость амплитуды напряжения на выходе исследуемого устройства  $U_2$  от частоты при постоянной амплитуде генератора  $U_1$ . Структурная схема измерительной установки представлена на рисунок 6.4, а. При измерениях используют перестраиваемый генератор гармонических колебаний с известным (стандартным) внутренним сопротивлением  $Z_r$ . Иногда этот метод называют «методом известного генератора». Для измерения амплитуды выходного напряжения  $U_2$  может быть использован вольтметр переменного тока любого типа. Генератор последовательно настраивают на ряд выбранных частот, амплитуду  $U_2 = U_{\text{вых}}$  измеряют на сопротивлении нагрузки  $Z_n$ . При этом амплитуду генератора  $U_1$  поддерживают постоянной. Зависимость отношения амплитуд от частоты  $U_{\text{вых}}(f) / U_1$ , построенная по результатам измерений с интерполяцией промежуточных точек, представляет собой АЧХ исследуемой цепи при стандартном выходном сопротивлении генератора (рисунок 6.4, б).

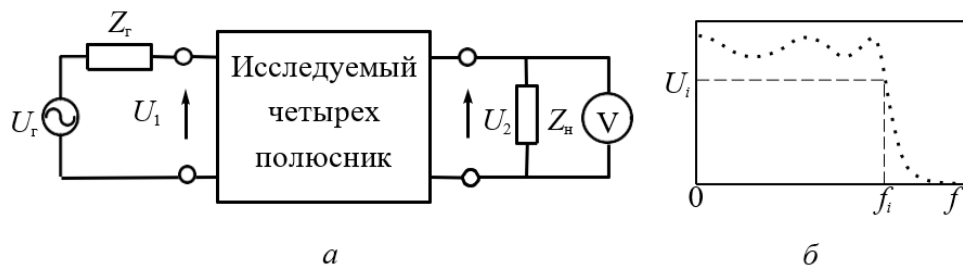


Рисунок 6.4 – Измерение АЧХ четырехполюсника по точкам

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 заданному сопротивлению источника сигнала (например, 50 Ом) (рисунок 6.5).



Рисунок 6.5 – Измерение АЧХ четырехполюсника по точкам с помощью двух вольтметров

АЧХ исследуемого устройства 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 рисунке 6.6. 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 (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.

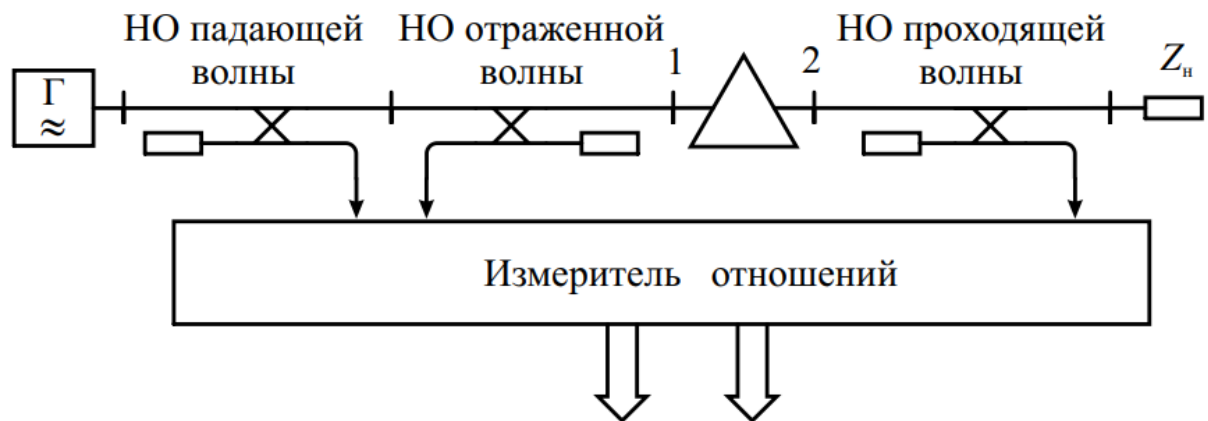


Рисунок 6.6 – Измерение АЧХ СВЧ-устройства методом разделения волн

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;
- 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 большое затраченное время. 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 электронную перестройку частоты.

Панорамным метод называют из-за использования осциллографического индикатора, на который выводится кривая АЧХ сразу во всем исследуемом диапазоне частот. Суть метода заключается в применении в качестве источника входного сигнала генератора, управляемого по частоте напряжением. Частота генератора линейно меняется в пределах установленного диапазона измерения АЧХ, а затем сбрасывается в исходную точку («качение» частоты). Поэтому такой генератор принято называть генератором качающейся частоты (ГКЧ). Выходной сигнал с исследуемого устройства детектируется и подается на осциллографический индикатор.

При постоянной амплитуде генератора вертикальная ось на экране индикатора соответствует уровню АЧХ. Развертка изображения на индикаторе осуществляется тем же пилообразным напряжением, которым управляется ГКЧ. Это создает на экране горизонтальную ось частот. Приборы, реализующие панорамный метод, называют измерителями АЧХ (вид Х1). В диапазоне СВЧ панорамные измерители КСВН и ослабления относят к виду Р2 (скалярные измерители частотных характеристик).

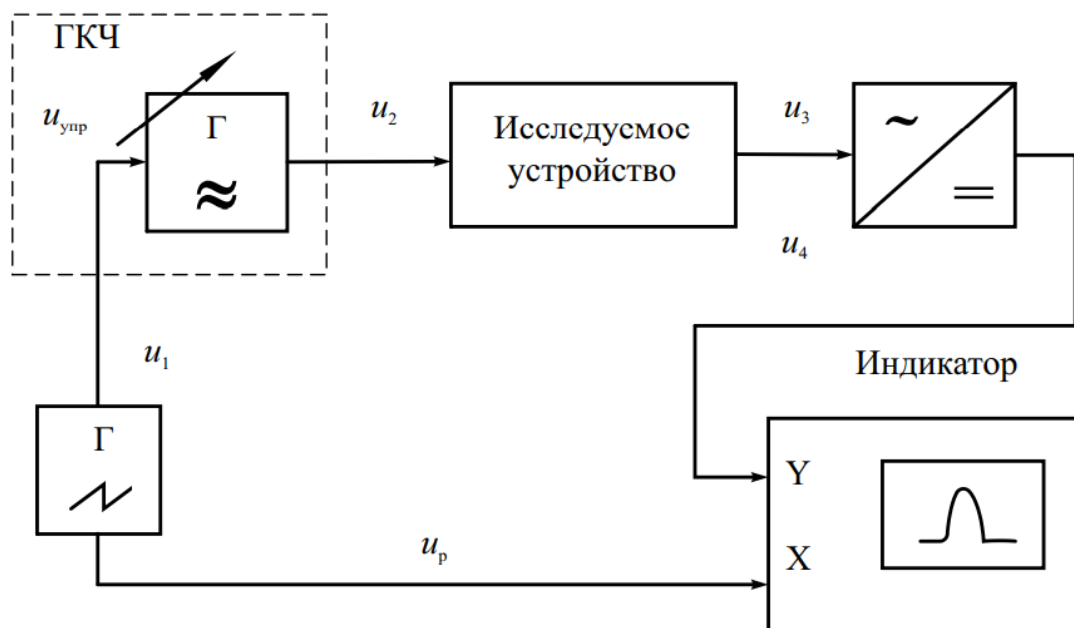


Рисунок 6.7 – Упрощенная структурная схема измерителя АЧХ

Структурная схема панорамного измерителя АЧХ представлена на рисунке 6.7. 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 в диапазоне измерения от  $f_1$  до  $f_2$  (рисунок 6.8).

Закон изменения частоты повторяет форму модулирующего напряжения  $u_1 = u_{упр}(t)$ :

$$f_{ГКЧ} = f_1 + \frac{f_1 - f_2}{U_{упр\max}} u_{упр}(t).$$

Сигнал с ГКЧ проходит через исследуемое устройство. Его амплитуда меняется в зависимости от АЧХ устройства (сигнал  $u_3$  на рис. 14.8). 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 устройства системе координат «частота-уровень АЧХ».



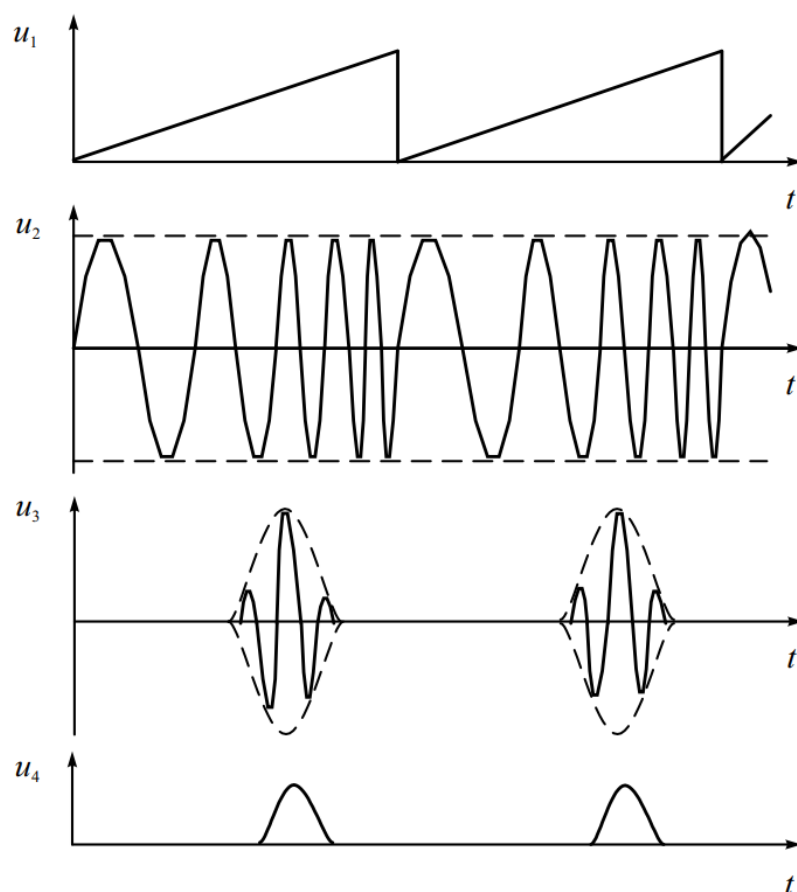


Рисунок 6.8 – Осциллограммы сигналов в измерителе АЧХ

### 6.3 Измерительные системы на базе векторных анализаторов цепей

Базовая блок-схема измерительной системы, которую представляет собой ВАЦ, включает источник тестового сигнала, подаваемого на вход исследуемого устройства (ИУ), и приемник, фиксирующий отклик ИУ. При измерении  $S$ -параметров входным воздействием для каждого из портов ИУ являются падающие волны, а выходным – рассеянные волны на выходе каждого из них, поэтому для каждого измерительного порта ВАЦ необходимо наличие источника сигналов и двух приемников, что позволит оценить параметры этих волн. Кроме того, для каждого измерительного порта необходимо наличие устройства, позволяющего разделить падающие и рассеянные волны.

Ранние версии измерительных систем позволяли измерять только характеристики отражения и/или передачи лишь в одном направлении и состояли из направленного устройства на входе (ответвителя или моста) и приемника на выходе. Эти измерительные системы были классифицированы как измерители коэффициентов передачи и отражения (КПО) и часто именовались скалярными анализаторами цепей, хотя наиболее дешевые векторные анализаторы цепей иногда строились по тому же принципу. Преимуществом векторного анализатора цепей, построенного по такому принципу, является возможность

проведения коррекции составляющих систематической погрешности измерений, вносимых направленным устройством, посредством калибровки с последующей коррекцией результатов измерений.

На рисунке 6.9 показана блок-схема измерителя КПО. В целях упрощения описания опорный приемник, использующийся для измерений падающей волны  $a_1$ , показан со стороны порта 1, а количество измерительных приемников ограничено двумя измерительными портами. Как правило, измерительный приемник порта 1 – это приемник отраженной волны ( $b_1$ ), а измерительный приемник порта 2 – приемник прошедшей волны ( $b_2$ ). Сигнал от источника чаще всего делится посредством двухрезисторного делителя мощности или направленного ответвителя для формирования опорного сигнала, пропорционального падающей волне, приходящей на ИУ через направленный ответвитель или мост, вспомогательный канал которого подключен к измерительному приемнику отраженной волны -  $b_1$ . После ИУ измерительный приемник прошедшей волны измеряет  $b_2$ .

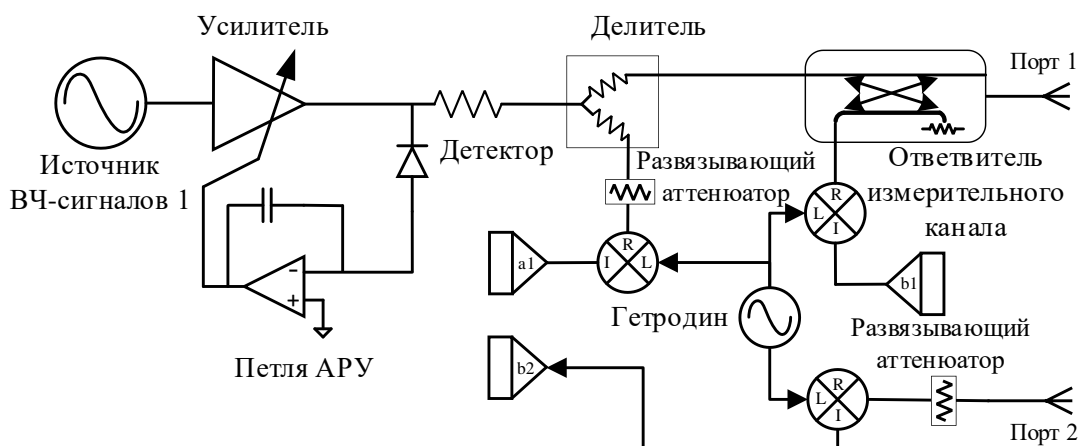


Рисунок 6.9 – Блок-схема измерителя КПО

Очень важное значение для получения качественных результатов измерений имеет правильный выбор в качестве делителя мощности двухрезисторного делителя мощности, несмотря на вносимое дополнительное рассогласование при прохождении сигнала в обратном направлении. Это связано с тем, что измерения коэффициента усиления ( $b_2/a_1$ ) и возвратных потерь ( $b_1/a_1$ ) – это относительные измерения, и любые отраженные сигналы от ИУ проходят в обратном направлении через направленный ответвитель, потом делитель, а затем переотражаются от внутреннего сопротивления источника сигналов. Даже если источник сигналов не очень хорошо согласован, отраженный от него сигнал также фиксируется в опорном канале. Это заставляет общий вход двухрезисторного делителя вести себя как виртуальная земля. В таком случае эффективное согласование источника

измерительной системы при относительных измерениях есть величина выходного сопротивления в плече делителя, с которого сигнал идет на выход. Таким образом, для наилучшего согласования с опорным импедансом системы 50 Ом этот импеданс тоже должен составлять 50 Ом.

Отраженный от ИУ сигнал делится и частично попадает в опорный канал, а другая его часть доходит до источника сигналов, где рассеивается на его внутреннем сопротивлении  $Z_s$  или переотражается от него в случае плохого согласования. Этот переотраженный сигнал в равной степени прибавляется к сигналу, поступающему на опорный приемник, и к сигналу  $a_1$ , подаваемому на ИУ. Таким образом, двухрезисторный делитель мощности служит для разделения падающей и отраженной волн. Аналогичным образом при формировании опорного сигнала с использованием направленного ответвителя (см. рисунок 6.10) переотраженный от источника сигнал также будет поступать в канал опорного приемника и накладываться на сигнал  $a_1$ , соответственно приемник также будет отделять отраженную волну от падающей. Любое просачивание сигнала в направлении обеспечения развязки направленного ответвителя внесет непосредственный вклад в величину погрешности измерений. Поэтому направленность опорного направленного ответвителя определяет предел величины согласования источника ВАЦ.

Современные ВАЦ используют гибридный подход с применением двух или более источников сигналов, таким образом, выходной сигнал может быть одновременно более чем на одном измерительном порту, как показано на рисунке 6.10.

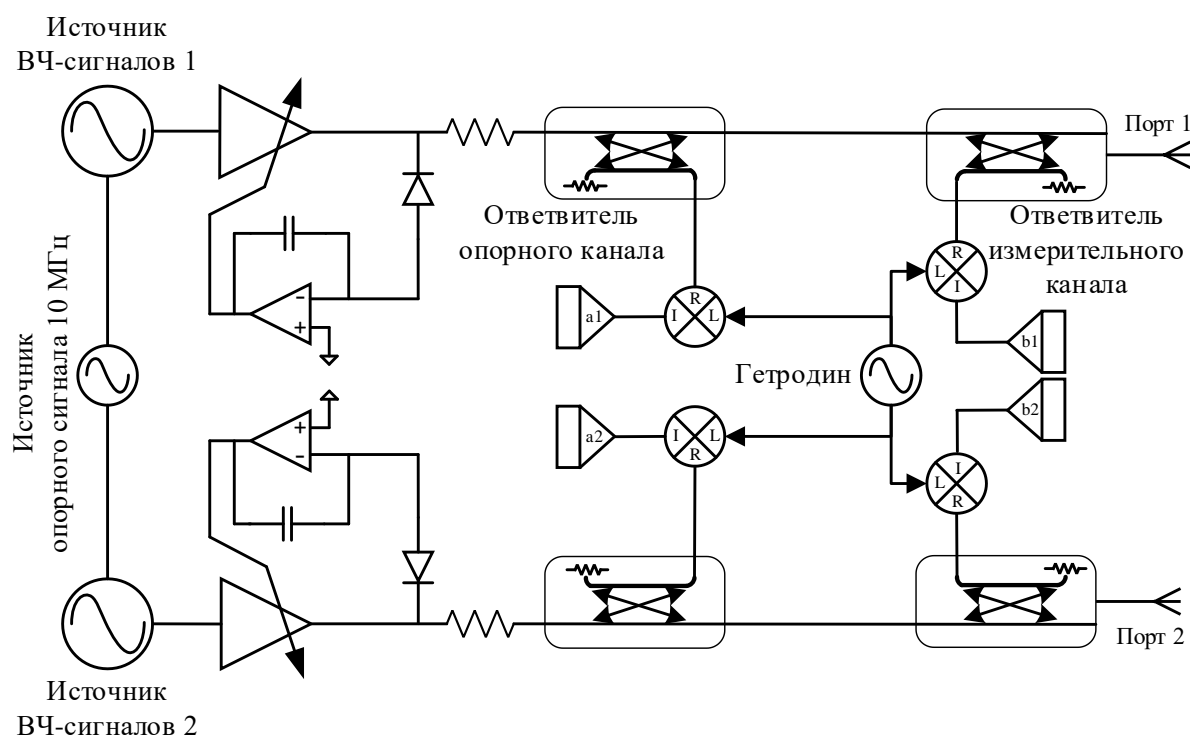


Рисунок 6.10 – ВАЦ с несколькими источниками сигналов

Хотя для традиционных измерений  $S$ -параметров и нет необходимости иметь более одного активного порта, сложные измерения, такие как измерения двухтоновых интермодуляционных искажения, активной нагрузки или дифференциальных устройств, могут потребовать применения дополнительных источников сигналов. В таких системах принято использовать направленные ответвители в опорном и измерительном каналах для минимизации потерь сигнала в тракте от источника до измерительного порта, что обеспечивает максимальную выходную мощность. Один синтезатор (то есть блок формирования сигнала определенной частоты) может использоваться на два порта (в четырехпортовом ВАЦ) с индивидуальными выходными усилителями и цепями коррекции уровня мощности для каждого из портов. Такая измерительная система способна обеспечить выходной сигнал на любом из портов одновременно или сигналы двух разных частот на парах измерительных портов, что очень полезно при измерениях параметров смесителей.

### Согласование источника

Один из наиболее запутанных вопросов в отношении измерений с помощью ВАЦ – это понятие согласования источника. Фактически имеется три отличных друг от друга параметра источника сигналов, которые часто путают с понятием согласования источника ВАЦ.

### 6.3.1 Относительное согласование источника

Относительное согласование источника – это то согласование, которое будет влиять на результат относительных измерений, оно показывает, насколько импеданс ИУ рассогласован относительно опорного импеданса. На величину относительного согласования источника, которое чаще называют «сырым» или нескорректированным согласованием источника, влияет качество разделительного устройства сигнала опорного канала и рассогласование между ним и входом ИУ. Это значение всегда используется для вычислений неопределенности или погрешности измерений коэффициента передачи или возвратных потерь. Но это согласование влияет только на параметры, которые рассчитываются из отношения показаний какого-либо из приемников к показаниям опорного приемника. Относительное согласование источника может быть определено в процессе калибровки. На рисунке 6.11 показаны частотные зависимости относительного согласования источника, полученные по результатам калибровки, для двух случаев с различными устройствами разделения сигналов опорного канала: верхний график - для случая двухрезисторного делителя мощности, а нижний - при использовании направленного ответвителя. В то время как в деталях графики отличаются, общее качество в обоих случаях примерно одинаковое.

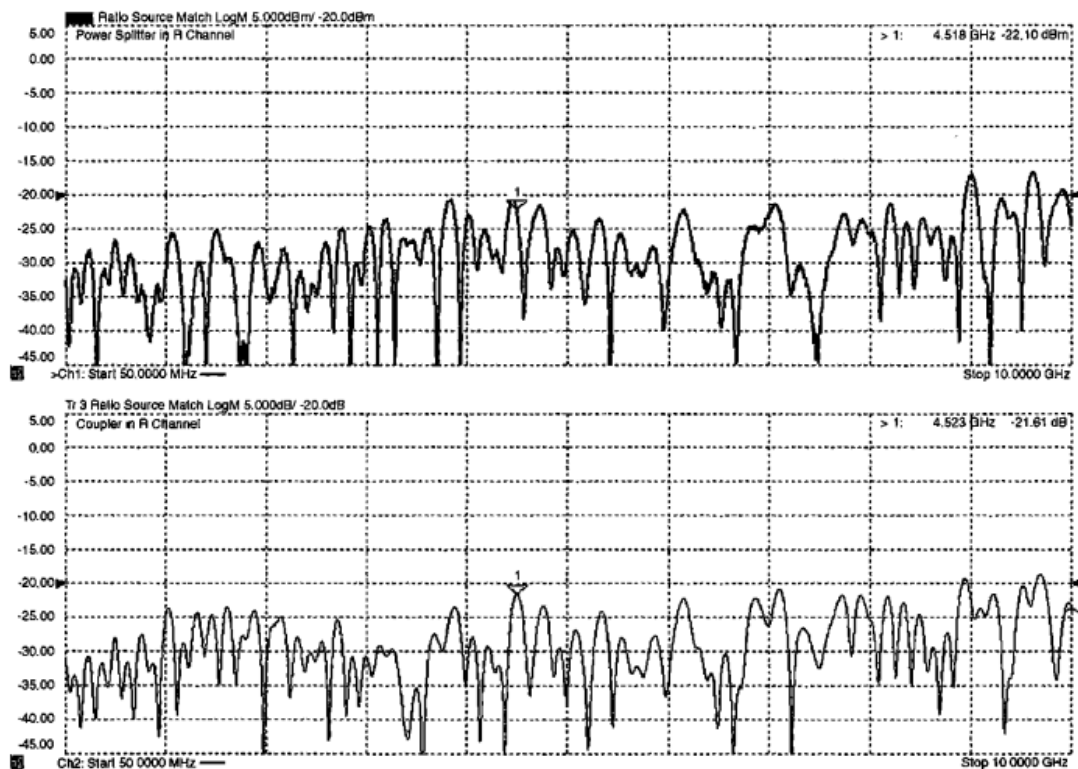


Рисунок 6.11 – Относительное согласование источника. Верхний график - при использовании двухрезисторного делителя мощности, нижний график - при использовании направленного ответвителя

В случае использования делителя благодаря тому, что в нем обычно используются резисторы номиналом 50 Ом, номинальный входной импеданс делителя (определяемый импедансом источника) – тоже 50 Ом, а его потери составляют порядка 6 дБ.

### 6.3.2 Согласование источника по мощности

Согласование источника по мощности – это величина, показывающая, как изменяется выходная мощность источника сигналов при подключении нагрузки. Если согласование по мощности равно нулю (идеальное согласование), то выходная падающая волна,  $a_1$ , вовсе не будет изменена нагрузкой. Тем не менее даже в идеально спроектированной архитектуре измерителя  $S$ -параметров согласование источника по мощности не будет равно нулю. Рассмотрим блок-схему на рисунке 6.9, упрощенный вид которой приведен на рисунке , где используется двухрезисторный делитель мощности и импеданс источника равен 50 Ом.

Со стороны измерительного порта мы видим последовательно включенный резистор номиналом 50 Ом (основного плеча делителя), а за ним – соединенные параллельно импедансы источника 50 Ом и совокупный импеданс 100 Ом (последовательно 50 Ом – опорное плечо делителя и 50 Ом – импеданс приемника опорного канала), откуда получаем величину согласования источника по мощности 83,3 Ом, что соответствует эквивалентному импедансу согласно теореме Тевенина. Из этого следует, что для случая двухрезисторного делителя даже при идеальных условиях согласование источника по мощности не может быть равно  $Z_0$ .

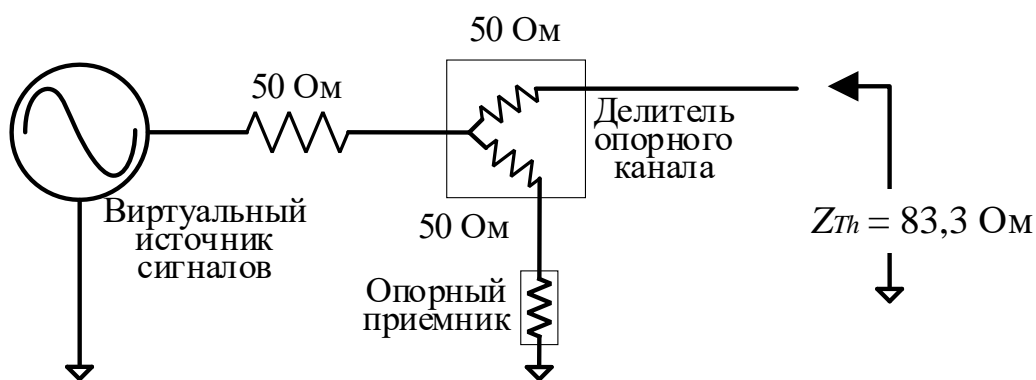


Рисунок 6.12 – Упрощенная схема согласования источника по мощности

Когда в опорном канале используется направленный ответвитель, номинальное согласование может быть гораздо ближе к значению  $Z_0$ . В результате, когда ИУ не согласовано, возникает отраженный сигнал, который, несмотря на то, что он будет выделен в опорном канале и впоследствии скомпенсирован при измерениях коэффициента передачи,

вызовет отклонение уровня сигнала  $a_1$  от величины, фиксируемой при подключенной согласованной нагрузке 50 Ом, что, в свою очередь, приведет к возникновению погрешности измерений или неравномерности мощности на входе ИУ.

### 6.3.3 Выходной импеданс источника

Эффективное согласование выхода источника ВАЦ – это то же самое, что и согласование источника по мощности в пределах полосы захвата петли АРУ источника сигналов.

В пределах этой полосы петля АРУ реагирует на отраженные сигналы, как описано выше. За пределами полосы захвата петли АРУ источник сигналов показывает другое значение выходного импеданса. Это отраженный сигнал, который будет измерен как результат воздействия сигнала, не имеющего отношения к выходному сигналу источника.

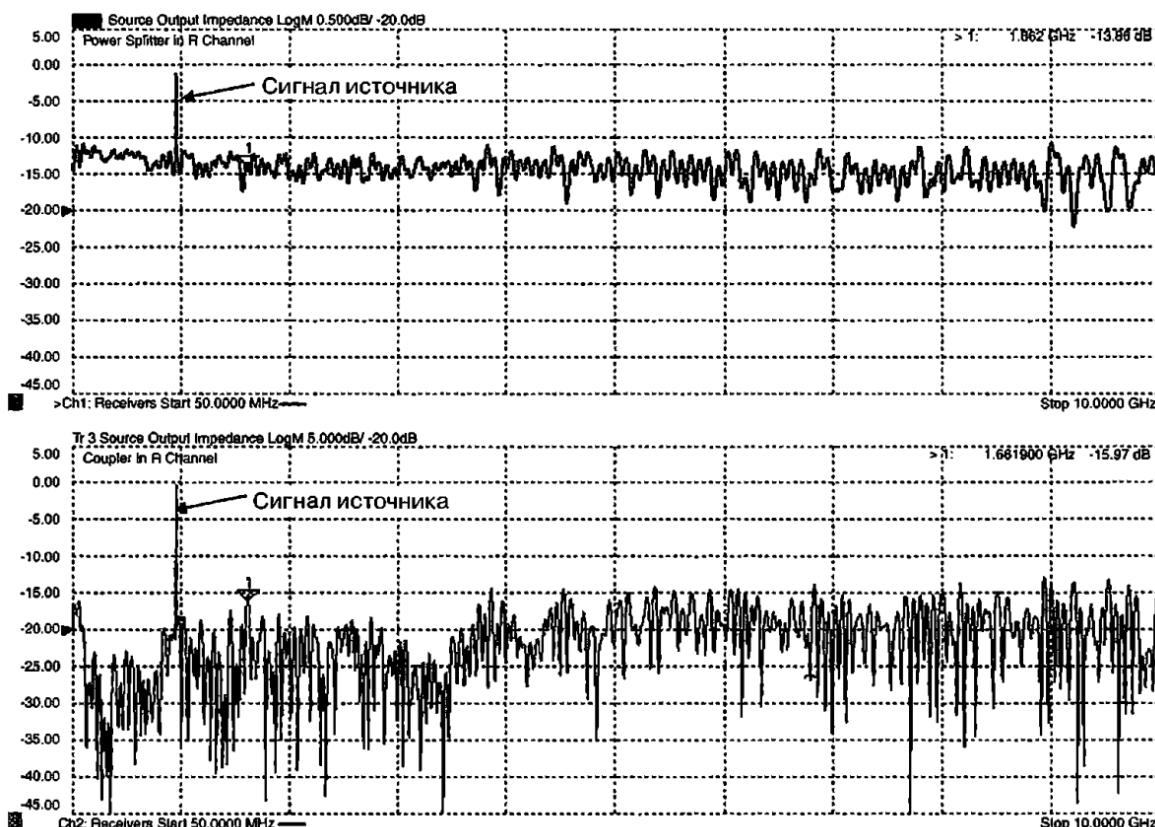


Рисунок 6.13 – Измеренный импеданс источника сигналов за пределами установленной частоты источника. Верхний график – с использованием делителя мощности в отраженном канале, нижний график – с использованием направленного ответвителя

Такие отраженные от импеданса источника сигналы важны в случаях, когда ИУ создает другие сигналы, отражающиеся в источник, например, в случае смесителей или интермодуляционных составляющих усилителей. Этот параметр характеризует то, каким

образом эти сторонние сигналы будут отражаться от источника. Он может быть измерен напрямую, как и любой другой коэффициент отражения, с использованием отдельного рефлектометра ВАЦ. Пример таких измерений приведен на рисунке 6.13. Здесь сигнал источника показан как большой острый пик на частоте 1 ГГц на графике частотной зависимости измеренных значений импеданса источника. И опять это тот случай, когда направленный ответвитель в отраженном канале, используемый для фиксации амплитуды падающей волны, обеспечивает лучшее согласование (нижний график), чем двухрезисторный делитель мощности (верхний график).

#### **6.4 Измерение АЧХ с помощью анализатора спектра**

Как уже было сказано выше, в анализаторах спектра часто предусматривают встроенный следящий генератор (трекинг-генератор). Он позволяет использовать метод стоп-метки для измерения частоты. Частота генератора меняется синхронно с рабочей частотой последовательного анализатора спектра (то есть выходной сигнал такого генератора при перестройке АС совпадает с частотой настройки анализатора). Следовательно, если соединить выход трекинг-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 – АЧХ.

Сам спектроанализатор в режиме измерения АЧХ выполняет функцию высокочувствительного индикатора с равномерной частотной характеристикой и малой нелинейностью. Достоинствами такого способа измерения по сравнению со стандартными измерителями АЧХ являются большой динамический диапазон, высокая чувствительность и низкий уровень шумов. Обычно микропроцессорный анализатор спектра со встроенным трекинг-генератором имеет режим калибровки тракта «трекинг-генератор – анализатор». При калибровке выход генератора подключают ко входу анализатора и измеряют собственную АЧХ тракта. Учет данных калибровки на этапе измерения АЧХ повышает точность измерения.

Если в АС не предусмотрен трекинг-генератор (обычно он поставляется как дополнительная опция), то можно использовать другой способ измерения АЧХ с использованием анализатора. Для этого надо подать на вход исследуемого устройства широкополосный сигнал с равномерным спектром и исследовать спектр на его выходе. Отношение огибающих выходного и входного спектров и есть модуль коэффициента передачи устройства. Для этих измерений удобно использовать шумовой сигнал с равномерной частотной характеристикой («белый» шум). Спектральная плотность



выходного шума будет повторять форму АЧХ коэффициента передачи по мощности. На низких частотах чаще используют «розовый» шум, у которого спектральная плотность спадает обратно пропорционально частоте. Такой шум лучше имитирует реальные сигналы в звуковом диапазоне частот. Спектр шумового сигнала сплошной, поэтому при исследовании АЧХ с тонкими особенностями (пиками, провалами) вероятность их пропусков минимальна.

Если использовать на входе импульсные сигналы с дискретным спектром (например, короткие прямоугольные импульсы), то по виду огибающей выходного спектра также можно оценить АЧХ устройства. Для этого способа оптимальными являются короткие импульсы вида  $\sin(t / \tau) / (t / \tau)$ , которые имеют равномерный линейчатый спектр примерно до частоты  $f_{\max} = 1 / \tau$ . Современные цифровые генераторы сигналов произвольной формы могут вырабатывать такие сигналы. Для наблюдения огибающей спектра в АС увеличивают полосу пропускания радиофильтра и используют режим пикового детектора. Для измерения АЧХ совместно с анализатором спектра можно использовать внешний генератор с режимом качания частоты (ГКЧ). Если установить на ГКЧ требуемый диапазон частот и подать его сигнал на вход спектроанализатора, то на экране можно наблюдать отдельные отклики, хаотически появляющиеся в полосе, соответствующей перестройке частоты ГКЧ. Установив время анализа значительно больше времени перестройки частоты ГКЧ, подбором полос пропускания радиофильтра и видеофильтра добиваются перекрытия откликов. Это дает практически равномерную по уровню спектрограмму на экране АС. Включив между ГКЧ и АС исследуемое устройство, наблюдают спектрограмму, повторяющую форму его АЧХ.

## 6.5 Контрольные вопросы

1. Что такое амплитудно-частотная характеристика цепи? В каких случаях удобнее использовать параметр «ослабление», а не АЧХ?
2. Какие требования предъявляют к генератору, используемому при измерении АЧХ? Как выходное сопротивление генератора влияет на результат измерения АЧХ?
3. Опишите методику измерения АЧХ по точкам. Укажите погрешности, возникающие при измерении АЧХ по точкам и пути их уменьшения.
4. В каких случаях целесообразно использовать логарифмический масштаб частот на графиках АЧХ? Когда используют логарифмический масштаб по уровню АЧХ?
5. Что такое «панорамный метод» измерения АЧХ? В чем его преимущество по сравнению с измерением АЧХ по точкам?

6. Какие требования предъявляют к генераторам качающейся частоты панорамного измерителя АЧХ? Какова форма сигнала на его выходе? Как его параметры влияют на точность измерения АЧХ?

7. Что такое «динамические искажения», возникающие в панорамных измерителях АЧХ? Как их уменьшить?

8. Какими методами приводят измерение уровня АЧХ в панорамных измерителях? как их калибруют по уровню?

## 7 ПРИКЛАДНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ В РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ

### 7.1 Измерения в антенных системах

Все проводимые измерения в антенных системах должны соответствовать ГОСТ Р 8.773—2011.

Возможные измерения в антенных системах:

- амплитудная характеристика антенны;
- фазовая характеристика антенны;
- поляризационная характеристика антенны;
- коэффициент усиления;
- коэффициент стоячей волны;
- задержка сигнала в антенне;
- положение электрического центра антенны;
- сдвиг фазового центра антенны.

Ниже рассмотрим из перечисленных измерений, самые основные при проектировании антенных систем.

#### 7.1.1 Измерение коэффициента усиления антенны

Типовая методика измерения КУ вытекает из содержания самого понятия «коэффициент усиления антенны» и основана на сравнении исследуемой антенны с эталонной антенной с известным КУ. Как и при измерении ДН антенны, согласно принципу взаимности, исследуемая антенна может использоваться как передающая, так и как приемная. Типовая методика измерения поясняется рисунком 7.1.

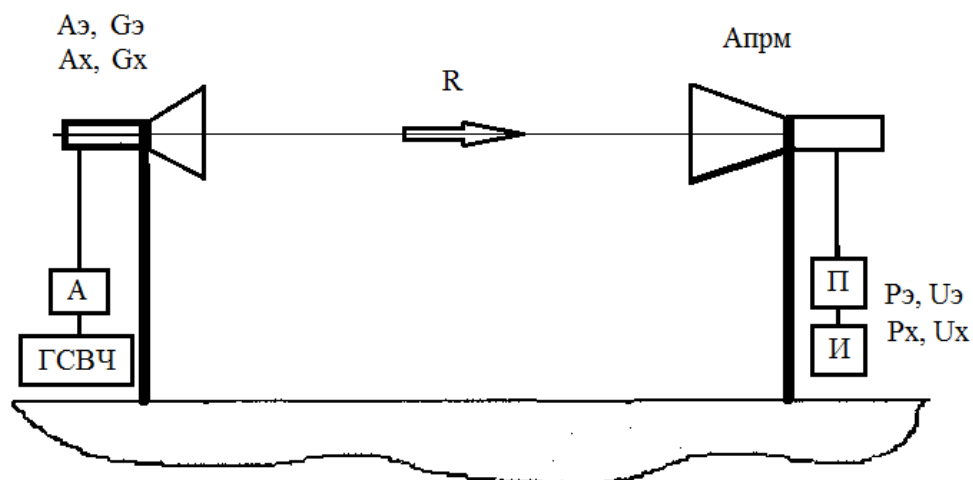


Рисунок 7.1 – Схематическое изображение измерения КУ антенны

На рисунке 7.1 изображено:  $A_{\text{э}}$  и  $A_{\text{прм}}$  — эталонная антенна с известным КУ на требуемой частоте (или в полосе частот) и приемная антенна,  $A_{\text{х}}$  — исследуемая антенна, устанавливаемая для сравнения вместо эталонной, ГСВЧ — генератор колебаний СВЧ,  $A$  — регулируемый аттенюатор, ПРМ — приемник (например, измеритель мощности, анализатор спектра),  $I$  — индикатор уровня мощности принятого СВЧ колебания;  $G_{\text{э}}$  и  $G_{\text{х}}$  — КУ эталонной и исследуемой антенн,  $P_{\text{э}}$  и  $P_{\text{х}}$  — мощности СВЧ колебаний на выходе приемной антенны.  $U_{\text{э}}$  и  $U_{\text{х}}$  — постоянные напряжения, регистрируемые на выходе полупроводникового диодного детектора при его использовании в качестве измерителя мощности.

#### *Измерение путем непосредственного определения отношения мощностей*

Эталонная передающая антенна и приемная антенна устанавливаются на стойках так, чтобы центры их раскрывов находились на одинаковой высоте от поверхности земли (пола), расстояние  $R$  между раскрывами антенн устанавливается в соответствии с такими же требованиями, как и при измерении ДН. Регулируемый аттенюатор в данном варианте не требуется, поэтому его можно либо исключить из волноводного тракта, либо установить вносимое им ослабление на уровне  $K = 0$  дБ. Все используемые антенны должны быть согласованы с соответствующими трактами так, чтобы коэффициенты стоячей волны (КСВ) на рабочей частоте (в полосе частот) не превышали 1,5—2,0. К выходу приемной антенны подключается измеритель мощности.

Максимумы ДН антенн ориентируются друг на друга (плоскости поляризации антенн должны совпадать). Уровень выходной мощности ГСВЧ устанавливается таким, чтобы обеспечивалась надежная регистрация мощности принятых колебаний СВЧ от обеих передающих антенн. Регистрируется уровень мощности принятого колебания СВЧ  $P_{\text{э}}$ . Затем вместо эталонной устанавливается исследуемая антенна (центр ее раскрыва должен быть расположен в той же плоскости, в той же точке, что и в случае эталонной антенны) и с использованием индикатора мощности принятого колебания ориентируется максимум ДН на приемную антенну. Регистрируется уровень мощности принятого колебания СВЧ  $P_{\text{х}}$ . КУ исследуемой антенны рассчитывается по формуле^

$$G_{\text{х}} = G_{\text{э}} \cdot \frac{P_{\text{х}}}{P_{\text{э}}};$$

$$G_{\text{х}} [\text{дБ}] = G_{\text{э}} [\text{дБ}] + 10 \log \left( \frac{P_{\text{х}}}{P_{\text{э}}} \right). \quad (7.1)$$

#### *Измерение с использованием регулируемого аттенюатора*

Антенны устанавливаются и согласуются так же, как и в предыдущем случае; в волноводный тракт на передающей стороне включается регулируемый аттенюатор.

Начальное ослабление, вносимое аттенуатором, устанавливается на уровне  $K=0$  дБ. Максимумы ДН антенн ориентируются друг на друга (плоскости поляризации антенн должны совпадать). Уровень выходной мощности ГСВЧ устанавливается таким, чтобы обеспечивалась надежная регистрация мощности принятых колебаний СВЧ от обеих передающих антенн. Регистрируется мощность принятого колебания СВЧ  $P_{\text{э}}$ . Затем вместо эталонной устанавливается исследуемая антенна. Регулируемым аттенуатором вводится ослабление  $K$  такое, чтобы мощность  $P_{\text{х}}$  на выходе приемной антенны снизилось до уровня  $P_{\text{х}}=P_{\text{э}}$  (при этом плотности потоков мощности в раскрыве приемной антенны, создаваемые эталонной и исследуемой антенной, равны).

Коэффициент усиления исследуемой антенны рассчитывается по формуле:

$$G_{\text{х}} [\text{дБ}] = G_{\text{э}} [\text{дБ}] + K [\text{дБ}]. \quad (7.2)$$

### 7.1.2 Измерение диаграммы направленности антенны

В зависимости от зоны излучения антенны выделяют две основные группы способов измерений:

1. Прямые измерения в дальней зоне. Позволяют получить прямые результаты, так как в дальней зоне угловое распределение поля независимо от расстояния характеризуется диаграммой направленности. К основным методам относятся: метод вышки, радиоастрономический метод и методы облёта.

2. Реконструктивные измерения в ближней зоне. Основаны на измерении амплитудно-фазового распределения ортогональных компонент электромагнитного поля в ближней зоне с последующим пересчётом параметров и восстановлением пространственной диаграммы направленности исследуемой антенны.

Разберем более подробно второй метод измерения ДН антенны.

Метод основан на изменении угла наклона и поворота исследуемой антенны относительно вспомогательной антенны. Повороты осуществляются путем опорно-поворотного устройства (ОПУ). На рисунке 7.2 приведено схематическое изображение измерительной установки.

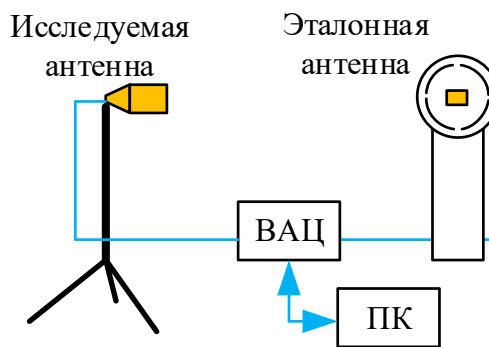


Рисунок 7.2 – Схематическое изображение измерительной установки

## 7.2 Измерения в радиотехнике

В радиотехнических системах одной из ключевых задач является оценка качества передачи и обработки сигналов, что зачастую связано с измерением уровня шумов, вносимых компонентами системы.

Значительное внимание уделяется измерению коэффициента шума (шумовой температуры) системы или отдельных её трактов. Этот параметр является важной характеристикой, определяющей чувствительность и эффективность радиотехнических устройств, таких как приёмники, усилители, смесители и другие компоненты радиочастотных трактов.

Минимизация коэффициента шума позволяет улучшить характеристики системы, связанные с избыточным шумом. В нашей повседневной жизни шум ухудшает качество изображения на экране телевизора и неблагоприятно влияет на качество голосовой связи при разговоре по сотовому телефону. В оборонных областях применения, таких как радиолокация, шум приёмника ограничивает эффективный диапазон системы. В цифровых системах связи шум увеличивает частоту появления ошибочных битов. Разработчики систем всегда стараются оптимизировать результирующее отношение сигнал/шум системы. Этого можно добиться либо посредством увеличения уровня сигнала, либо посредством уменьшения уровня шума. В приёмно-передающей системе, такой как радиолокационная станция (РЛС), одна из возможностей заключается в увеличении излучаемой мощности РЛС за счёт использования более мощных усилителей или антенн большего размера. Снижение потерь в тракте передачи между передатчиком и приёмником также помогает увеличить отношение сигнал/шум, но потери в тракте передачи часто определяются условиями окружающей среды, которые не могут контролироваться разработчиком системы.

Отношение сигнал/шум можно также увеличить за счёт снижения уровня шума, вносимого приёмником, который обычно определяется качеством малошумящего

усилителя (МШУ) во входном каскаде приёмника. В большинстве случаев проще и дешевле снизить уровень шума приёмника (и достичь лучшего коэффициента шума), чем увеличивать мощность передатчика.

Определение коэффициента шума является простым и наглядным. Фактор шума ( $F$ ) (или коэффициент шума в линейных единицах) какой-либо цепи определяется как отношение сигнал/шум на входе цепи к отношению сигнал/шум на выходе цепи:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_0/N_0} = \frac{S_i/N_i}{GS_i/(N_a + GN_i)} = \frac{N_a + GN_i}{GN_i}, \quad (7.3)$$

где  $S_i$  и  $S_0$  – уровень мощности сигнала на входе и выходе, соответственно;  $N_i$  и  $N_0$  – уровень мощности шума на входе и выходе, соответственно,  $N_a$  – добавочный шум от ИУ,  $G$  – коэффициент передачи ИУ.

Коэффициент шума ( $NF$ ) – это фактор шума, выраженный в децибелах:

$$NF = 10 \cdot \log(F).$$

Это определение справедливо для любых электрических цепей, включая и такие, которые переносят частоту входного сигнала на другое значение частоты на выходе, как, например, преобразователи с повышением или понижением частоты.

### 7.2.1 Методы измерения коэффициента шума

Имеется два основных метода измерения коэффициента шума. Наиболее широко используемым является метод, который получил название метода  $Y$ -фактора или горячего/холодного источника. Он используется в анализаторах коэффициента шума компании Agilent, а также в технических решениях на базе анализаторов спектра.

Метод  $Y$ -фактора использует калиброванный источник шума, который состоит из специально разработанного шумового диода, который может быть включён или выключен, и следующего за ним аттенюатора для обеспечения хорошего согласования по выходу (рисунок 7.3). Когда диод находится в выключенном состоянии (то есть, ток смещения отсутствует), источник шума представляет для ИУ согласованную нагрузку при комнатной температуре. Когда к диоду прикладывается напряжение обратного смещения, он переходит в состояние лавинного пробоя, в результате чего формируется электрический широкополосный шум, который добавляется к шуму, формируемому согласованной нагрузкой при комнатной температуре. Этот уровень дополнительного шума определяется как «избыточный коэффициент шума» (ИКШ). Для данного источника шума ИКШ изменяется в зависимости от частоты. Типовые источники шума имеют номинальные значения ИКШ в диапазоне от 5 до 15 дБ, в зависимости от значения ослабления

внутреннего аттенюатора. С использованием источника шума проводятся два измерения мощности шума на выходе ИУ, а также определяется отношение результатов этих двух измерений, которое называется Y-фактором и используется для вычисления коэффициента шума. Дополнительным результатом метода Y-фактора является также определение скалярного коэффициента передачи ИУ.

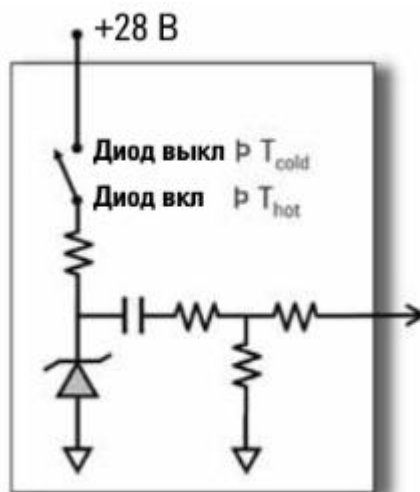


Рисунок 7.3 – Схема источника избыточного токового шума

Второй метод измерения коэффициента шума – метод холодного источника, который также иногда называют методом прямого измерения шума. Он основывается на использовании одной «холодной» (обычно при комнатной температуре) согласованной нагрузки на входе ИУ и независимого измерения коэффициента передачи ИУ. Этот метод часто используется с векторными анализаторами цепей, поскольку в этом случае можно выполнить комплекс измерений параметров усилителей или преобразователей частоты (S-параметры, компрессия коэффициента усиления, коэффициент шума), используя только один набор подключений.

### Метод Y-фактора

Рассмотрим метод Y-фактора более подробно. С использованием источника шума проводятся два измерения мощности шума. Одно измерение проводится с источником шума в его холодном состоянии (шумовой диод выключен), а другое измерение – с источником шума в его горячем состоянии (шумовой диод включён). Используя результаты этих двух измерений, а также известные значения ИКШ, можно вычислить две переменные: скалярный коэффициент передачи (усиления) и коэффициент шума испытываемого усилителя.



При измерении ИУ также измеряется шум, вносимый приёмником шума контрольно-измерительного прибора. Чтобы устранить эффекты, связанные с этим добавочным шумом, перед измерением проводится калибровка, в ходе которой источник шума подключается к контрольно-измерительному прибору, чтобы определить коэффициент шума внутреннего приёмника шума. Для извлечения коэффициента шума ИУ из результирующего измерения уровня шума системы может быть использовано простое математическое выражение. Этот шаг относится к коррекции шума второго каскада, поскольку измеренный коэффициент шума ИУ корректируется, основываясь на коэффициенте передачи (усиления) и коэффициенте шума второго каскада, в качестве которого в данном случае служит приёмник шума контрольно-измерительного прибора.

Если мощность шума на выходе усилителя представить в виде графика зависимости от уровня шума на входе, то он будет представлять прямую линию, как показано на рисунке 3, пока усилитель находится в линейном режиме. Такая модель поведения свойственна для МШУ, поскольку их назначением является усиление сигналов низкого уровня, которые находятся далеко от области компрессии. Если уровень шума на входе равен нулю, всё равно будет присутствовать некоторый уровень шума на выходе усилителя, вследствие процессов генерации шума внутри активной схемы усилителя.

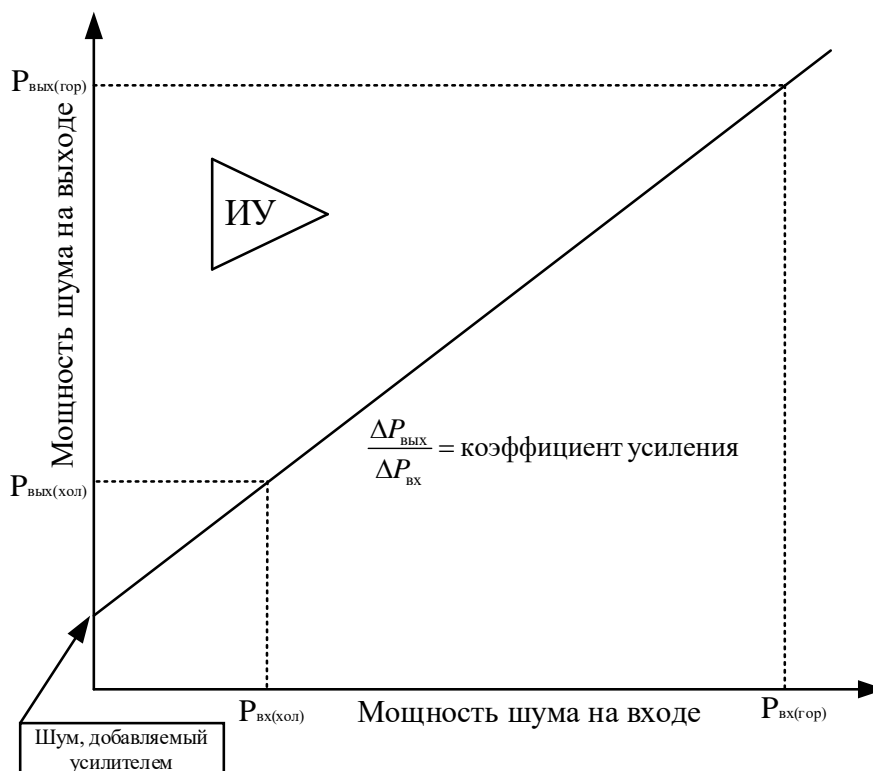


Рисунок 7.4 – Графическое представление метода Y-фактора

Коэффициент шума системы вычисляется с помощью выражения:

$$F_{\text{sys}} = \frac{ENR}{Y - 1}, \quad (7.4)$$

где  $ENR$  – фактор шума системы,  $Y = P_{\text{(гор)}}/P_{\text{(хол)}}$  – это отношение мощности шума при подключении устройства к горячей (высокотемпературной) нагрузке к мощности выходного шума при подключении к холодной (низкотемпературной) нагрузке.

Уровень шума, генерируемого усилителем, определяется при измерении коэффициента шума. Графически легко продемонстрировать, почему два измерения мощности шума можно использовать для решения задачи определения коэффициента усиления (наклон линии) и коэффициента шума (получаемого из точки пересечения с осью  $Y$ ).

### **Метод генератора сигналов с удвоением мощности**

Этот метод был популярен, когда не было источников шума. Он всё ещё остаётся полезным для устройств с высоким коэффициентом шума, где  $Y$  фактор может быть очень малым, и его трудно точно измерить. Сначала измеряется выходная мощность устройства, когда на его входе имеется нагрузка при температуре приблизительно 290 К. Затем подключается генератор сигналов с частотой в пределах полосы измерения. Мощность выходного сигнала генератора устанавливается такой, чтобы мощность на выходе устройства увеличилась на 3 дБ. Если уровень мощности генератора и ширина полосы частот измерения известны, можно вычислить шум фактор. Коэффициент передачи ИУ при этом знать не требуется.

$$F_{\text{sys}} = \frac{P_{\text{gen}}}{kT_0B}, \quad (7.5)$$

где  $P_{\text{gen}}$  – мощность генератора,  $k$  – постоянная Больцмана  $1,381 \times 10^{-23}$  Дж/К,  $T_0$  – шумовая температура, равная 290 К,  $B$  – полоса пропускания, в пределах которой измеряется мощность шума.

Имеется несколько факторов, ограничивающих точность этого метода. Шумовая полоса измерителя мощности должна быть известна, что, возможно, потребует анализатора цепей. Шумовая полоса,  $B$ , равна ширине полосы эквивалентного фильтра с прямоугольной формой АЧХ, с плоской вершиной и таким же значением произведения коэффициента передачи на ширину полосы, как у реального фильтра. Выходная мощность должна измеряться устройством, показывающим истинное значение мощности, поскольку здесь имеет место смесь шума и немодулированного синусоидального сигнала (НГ). Измерители мощности, основанные на тепловом принципе, очень точно измеряют истинную мощность, но могут требовать большого усиления для измерения низкого уровня шума и фильтра с определённой шириной полосы. Анализаторы спектра имеют высокую чувствительность и

хорошо определённую полосу пропускания, но их детектор может по-разному реагировать на сигналы НГ и шум. Точность измерения абсолютного уровня от детектора мощности здесь не требуется, поскольку измеряется отношение мощностей.

### **Метод холодного источника**

Теперь более подробно рассмотрим метод холодного источника. Идея этого метода очень проста. Согласованная нагрузка при комнатной температуре (так называемая “холодная“ согласованная нагрузка) помещается на входе ИУ, и проводится одно измерение мощности шума. Измеренный уровень шума является результатом усиления входного шума и аддитивного шума, вносимого усилителем или преобразователем. Если коэффициент передачи исследуемого устройства (усилителя, преобразователя и т.д.) точно известен, то можно рассчитать уровень шума, вносимого исследуемым устройством, путём вычитания из результата измерения значения усиленного шума на входе ИУ. В результате останется только уровень шума, вносимого ИУ. Из этого можно рассчитать коэффициент шума. Чтобы измерения при использовании метода холодного источника были точными, коэффициент передачи ИУ должен быть известен с высокой степенью точности. Векторный анализатор цепей способен обеспечить необходимый уровень точности за счёт использования двухпортовой векторной коррекции ошибок, а также других передовых методов калибровки. Поэтому метод холодного источника хорошо подходит для решений на базе векторного анализатора цепей.

Как и при использовании метода  $Y$ -фактора, требуется этап калибровки для определения коэффициента шума и коэффициента передачи приёмников шума контрольно-измерительного прибора. Калибровку можно выполнить, используя источник шума, как и в случае метода  $Y$ -фактора, либо измеритель мощности и встроенный генератор в режиме сканирования по частоте для определения эффективной шумовой полосы пропускания приемника. Необходимо отметить, что при использовании метода холодного источника источник шума и измеритель мощности используются ТОЛЬКО во время калибровки, а не во время измерения ИУ.

На рисунке 7.5 показано графическое представление зависимости мощности шума на выходе от мощности шума на входе. Наклон линии известен из независимого измерения коэффициента передачи ИУ. Чтобы определить линию, требуется провести только одно измерение для установления точки пересечения с осью  $Y$ , которая позволяет получить коэффициент шума ИУ.

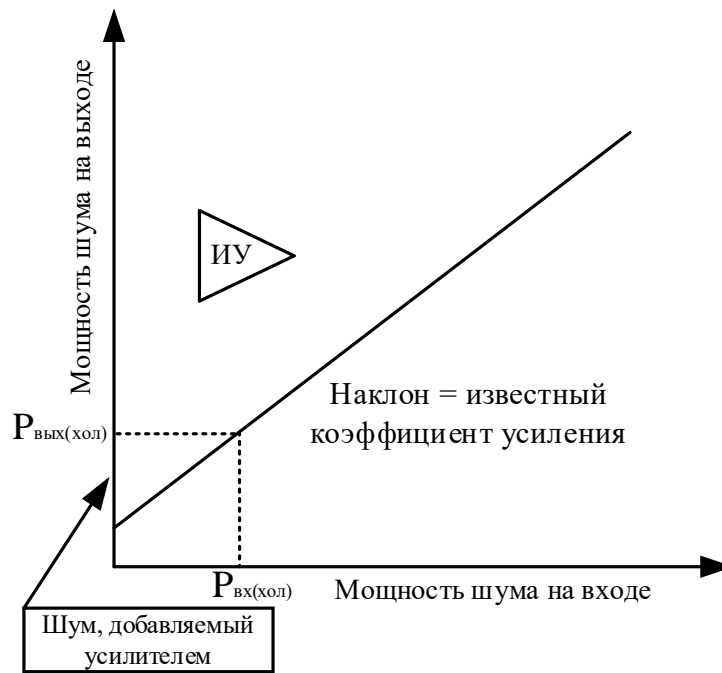


Рисунок 7.5 – Графическое представление метода холодного источника

Если коэффициент передачи устройства и шумовая полоса измерительной системы известны, шум фактор может быть определён по формуле:

$$F_{\text{sys}} = \frac{N_0}{kT_0BG}, \quad (7.6)$$

где  $N_0$  – шум на выходе ИУ,  $k$  – постоянная Больцмана  $1,381 \times 10^{-23}$  Дж/К,  $T_0$  – шумовая температура, равная 290 К,  $B$  – полоса пропускания, в пределах которой измеряется мощность шума,  $G$  – коэффициент передачи ИУ.

Следует заметить, что при использовании векторного анализатора цепей для измерения коэффициента передачи ИУ может быть использована векторная коррекция ошибок, которая даёт более точное значение, чем значение, полученное при использовании метода Y-фактора. Векторная коррекция ошибок требует, чтобы были измерены все четыре  $S$ -параметра ИУ, для чего требуется два цикла свипирования анализатора (в прямом и обратном направлении). Скорректированные значения  $S_{11}$  и  $S_{22}$  ИУ используются для коррекции других ошибок измерения. Модернизация этого подхода была разработана для измерения преобразователей частоты, в которых значения частоты сигнала на входе и выходе отличаются.

### 7.2.2 Коэффициент усиления (передачи)

Одними из основных характеристик усилителей являются  $S$ -параметры, которые подразделяются на четыре вида:

$S_{11}$  – коэффициент отражения сигнала на входе устройства;

$S_{22}$  – коэффициент отражения на выходе;

$S_{21}$  – коэффициент передачи;

$S_{12}$  – коэффициент изоляции.

Параметры, характеризующие отражение были затронуты в главе 6. Ниже рассмотрим более подробно параметр, характеризующий усиление ( $S_{21}$  – коэффициент передачи).

*Коэффициент передачи* вычисляется как отношение мощности сигнала на выходе ИУ к мощности сигнала на его входе. Это комплексная величина, которая содержит информацию об отношении амплитуд и сдвиге фаз входного и выходного сигналов.

Для усилителей *коэффициент усиления* вычисляют как логарифм от модуля коэффициента передачи. Выражение для коэффициента усиления в децибелах (дБ) имеет вид:

$$G = 20 \cdot \log(|S_{21}|). \quad (7.7)$$

Различают коэффициенты усиления напряжения  $K_U$ , тока  $K_I$  или мощности  $K_P$ :

$$K_U = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}}; K_I = \frac{\dot{I}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{I}_{\text{ВХ}}}; K_P = \frac{\dot{P}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{P}_{\text{ВХ}}}.$$

Если коэффициент передачи напряжения равен единице, усилитель называют повторителем напряжения. Примером может служить эмиттерный повторитель. Если коэффициент передачи тока  $K_I = 1$ , усилитель называют повторителем тока. Однако во всех случаях мощность сигнала на выходе усилителя больше мощности входного сигнала. Иными словами, коэффициент передачи мощности любого усилителя всегда больше единицы.

## 8 ПРОГРАММИРУЕМЫЕ ИНСТРУМЕНТЫ И АВТОМАТИЗАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЙ

### 8.1 Стандарт VISA

В современной инженерной практике автоматизация измерений занимает центральное место, особенно в таких областях, как радиотехника, электроника и телекоммуникации. Одной из ключевых задач при создании автоматизированных измерительных систем является обеспечение эффективного взаимодействия между компьютером и измерительными приборами. Для решения этой задачи был разработан стандарт *VISA (Virtual Instrument Software Architecture)* — универсальный программный интерфейс, который позволяет управлять приборами через различные интерфейсы связи.

Стандарт *VISA* обеспечивает единый подход к работе с приборами разных производителей, что значительно упрощает процесс автоматизации измерений. В данной главе приведены основные принципы работы стандарта *VISA*, его архитектура, ключевые функции и преимущества.

Функции стандарта позволяют охватывать все этапы работы с приборами: от установления соединения до обмена данными и управления ресурсами. Ниже рассмотрены основные функции.

Таблица 8.1 – Список основных функций стандарта *VISA*

Функция	Возможность
Управление ресурсами	<ul style="list-style-type: none"><li>- Поиск доступных приборов;</li><li>- Открытие и закрытие соединений;</li><li>- Управление доступом;</li></ul>
Обмен данными	<ul style="list-style-type: none"><li>- Запись данных;</li><li>- Чтение данных;</li><li>- Запрос данных.</li></ul>
Управление интерфейсами	<ul style="list-style-type: none"><li>- Настройка параметров интерфейса;</li><li>- Обработка ошибок.</li></ul>
Управление событиями и прерываниями	<ul style="list-style-type: none"><li>- Ожидание событий;</li><li>- Обработка прерываний.</li></ul>
Управление памятью и буферами	<ul style="list-style-type: none"><li>- Выделение и освобождение памяти;</li><li>- Очистка буферов.</li></ul>

Рассматриваемый стандарт поддерживает работу на различных операционных системах (*Windows, Linux, macOS*).

Архитектура VISA разработана для обеспечения гибкости, масштабируемости и совместимости с оборудованием разных производителей. Она состоит из нескольких ключевых компонентов, которые взаимодействуют друг с другом для выполнения задач автоматизации измерений.

#### 1. Ресурсный менеджер:

- Регистрация ресурсов;
- Распределение ресурсов;
- Контроль доступа.

#### 2. Драйверы интерфейсов:

- Инициализация интерфейса;
- Обмен данными;
- Обработка ошибок.

#### 3. API (*Application Programming Interface*):

- Управление ресурсами;
- Обмен данными;
- Управление событиями;
- Конфигурация интерфейса.

#### 4. Уровень приложений:

На верхнем уровне архитектуры VISA находятся приложения, которые используют API для автоматизации измерений и управления приборами. Эти приложения могут быть написаны на различных языках программирования (например, *Python, C++, LabVIEW*) и использовать библиотеки, такие как *pyvisa*, для упрощения работы с VISA.

#### 5. Кроссплатформенность:

Архитектура VISA разработана с учетом кроссплатформенности, что позволяет использовать ее на различных операционных системах, включая *Windows, Linux* и *macOS*. Это достигается за счет абстракции низкоуровневых деталей взаимодействия с оборудованием и предоставления единого API для всех платформ.

#### 6. Взаимодействие компонентов:

Архитектура VISA представляет собой мощный и гибкий инструмент для автоматизации измерений. Позволяет создавать сложные и высокопроизводительные измерительные системы.

## 8.2 Стандартные команды для программируемых инструментов (SCPI)

*SCPI* (Стандартные команды для программируемых приборов) — это стандартный набор команд для программируемых приборов на основе IEEE 488.2. Команды *SCPI* разделены на две части: общие команды IEEE 488.2 и команды управления *SCPI*, специфичные для конкретного прибора.

Общие команды – это команды, которые должны поддерживаться инструментами, указанными в IEEE 488.2, а их синтаксис и семантика соответствуют положениям IEEE 488.2. Обычные команды не имеют ничего общего с измерениями и используются для управления сбросом, самотестированием и статусными операциями. Для ознакомления с общими командами *SCPI*, пожалуйста, обратитесь к разделу общих команд IEEE 488.2.

Команды управления, специфичные для прибора *SCPI*, используются для измерения, считывания данных и переключения и т.д.

Команды *SCPI* имеют древовидную иерархию, включающую несколько подсистем, причем каждая подсистема состоит из корневого ключевого слова и одного или нескольких иерархических ключевых слов.

Список команд предоставляется производителем прибора для взаимодействия.

Команды *SCPI* имеют иерархическую структуру, организованную в виде дерева. Каждая команда состоит из ключевых слов, разделенных двоеточием (:). Например:

- *MEAS:VOLT?* — команда для измерения напряжения.
- *FREQ 1KHZ* — команда для установки частоты 1 кГц.

### Основные типы команд *SCPI*

- Команды настройки: Устанавливают параметры прибора (например, *FREQ 10KHZ*).
- Команды запроса: Возвращают текущие параметры или результаты измерений (например, *MEAS:VOLT?*).
- Команды управления: Включают или выключают функции прибора (например, *OUTP ON*).

### Автоматизация измерений

*SCPI* широко используется для автоматизации измерений в лабораториях и на производстве. Например, можно создать программу, которая:

- Настраивает параметры прибора.
- Выполняет измерения.
- Сохраняет и анализирует результаты.

Интеграция с программным обеспечением *SCPI* легко интегрируется с популярными инструментами, такими как:



- *Python*: Библиотеки *pyvisa* и *pyvisa-py*.
- *LabVIEW*: Графическая среда программирования для автоматизации измерений.
- *MATLAB*: Поддержка *SCPI* для анализа данных и управления приборами.

Стандарты *VISA* и *SCPI* играют ключевую роль в автоматизации измерений, обеспечивая универсальность, гибкость и простоту использования. Их применение позволяет значительно повысить эффективность работы с измерительными приборами, сократить время на выполнение задач и улучшить точность измерений.

## Литература

- 1 Данилин, А. А. Измерения в радиоэлектронике: учебное пособие для вузов / А. А. Данилин, Н. С. Лавренко; под редакцией А. А. Данилина. — 2-е изд., стер. — Санкт-Петербург: Лань, 2021. — 408 с.
- 2 Нефедов, В. И. Электрорадиоизмерения: учебник / В. И. Нефедов, А. С. Сигов, В. К. Битюков, Е. В. Самохина ; под ред. А. С. Сигова. — 4-е изд., перераб. и доп. — Москва : ФОРУМ : ИНФРА-М, 2018. — 383 с.
- 3 ГОСТ 8.773-2011. Государственная система обеспечения единства измерений. Антенны навигационной аппаратуры потребителей глобальной навигационной спутниковой системы. Методы измерений параметров. — Введ. 2012-09-01. — Москва : Стандартинформ, 2019. — 15 с.
- 4 Хибель, М. Основы векторного анализа цепей / Михаэль Хибель ; пер. с англ. С. М. Смольского ; под ред. У. Филиппа. — Москва : Издательский дом МЭИ, 2009. — 500 с.
- 5 Метрология и электрорадиоизмерения в телекоммуникационных системах : учебник для вузов / А. С. Сигов, Ю. Д. Белик, В. С. Верба [и др.] ; под ред. В. И. Нефедова. — Москва : Высшая школа, 2005. — 600 с.
- 6 Сергеев, А. Г. Метрология : учебное пособие / А. Г. Сергеев, В. В. Крохин. — Москва : Логос, 2002. — 243 с.
- 7 Справочное пособие для работников метрологических служб : в 2 кн. Кн. 1 и 2 / Б. Г. Артемьев, С. М. Голубев. — Москва : Изд-во стандартов, 1990. — 428 с.
- 8 Рабинович, С. Г. Погрешности измерений / С. Г. Рабинович. — Ленинград : Энергия, 1978. — 262 с.
- 9 Метрология и радиоизмерения : учебник для вузов / В. И. Нефедов, В. И. Хахин, В. К. Битюков [и др.] ; под ред. В. И. Нефедова. — Москва : Высшая школа, 2003. — 526 с.
- 10 Электрорадиоизмерения : учебное пособие для вузов / В. И. Винокуров, С. И. Каплин, И. Г. Петелин. — Москва : Высшая школа, 1986. — 351 с.
- 11 Мирский, Г. З. Электронные измерения / Г. З. Мирский. — Москва : Радио и связь, 1986. — 439 с.
- 12 Измерения в электронике: справочник / под ред. В. А. Кузнецова. — Москва : Энергоатомиздат, 1987. — 512 с.
- 13 Дьяконов, В. П. Генерация и генераторы сигналов / В. П. Дьяконов. — Москва : ДМК Пресс, 2009. — 384 с.
- 14 Мейзда, Ф. Электронные измерительные приборы и методы измерений : пер. с англ. / Ф. Мейзда. — Москва : Мир, 1990. — 535 с.

- 15 Глазов, Г. Н. Современные технологии и системы автоматизированного измерения на СВЧ: конспект лекций: [электронный ресурс] / Г. Н. Глазов. — Томск : ТУСУР, 2012. — 246 с. — Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/1108> (дата обращения: 25.09.2024).
- 16 Артёмова, Т. К. Антенны : учебное пособие / Т. К. Артёмова, Н. И. Фомичёв ; Яросл. гос. ун-т им. П. Г. Демидова. — 2-е изд., испр. и доп. — Ярославль : ЯрГУ, 2010. — 108 с.
- 17 Снастин, М. В. Измерение характеристик направленности волноводно-щелевой антенной решетки / М. В. Снастин, М. С. Бебко // Научный вестник МГТУ ГА. — 2014. — № 204. — С. 111–116.
- 18 Кузнецов Г. Ю., Милосердов М. С. Измерение параметров антенн в ближней зоне при тепловых испытаниях //14-я Международная конференция" Авиация и космонавтика-2015" Тезисы. – 2015. – С. 251-253.