

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ ИМЕНИ АКАДЕМИКА С.П. КОРОЛЕВА»
(САМАРСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)

В.М. ГРЕЧИШНИКОВ

МЕТРОЛОГИЯ, СТАНДАРТИЗАЦИЯ И ТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Рекомендовано редакционно-издательским советом федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева» в качестве учебного пособия для обучающихся по основным образовательным программам высшего образования по направлениям подготовки 12.03.04 Биотехнические системы и технологии, 12.03.05 Лазерная техника и лазерные технологии, 11.03.04 Электроника и нанoeлектроника

САМАРА
Издательство Самарского университета
2023

УДК 006.91(075)+621.3(075)

ББК Ж10я7+3842я7

Г813

Рецензенты: д-р техн. наук, проф. С. А. М а т ю н и н,
д-р техн. наук, проф. В. И. Б а т и щ е в

Гречишников, Владимир Михайлович

Г813 **Метрология, стандартизация и технические измерения:**

учебное пособие / *В.М. Гречишников.* – Самара: Издательство Самарского университета, 2023. – 220 с. : ил.

ISBN 978-5-7883-1962-9

Представлено краткое изложение базовых вопросов метрологии, принципов построения и технических возможностей радиоэлектронных средств измерения параметров радиотехнических сигналов и цепей, а также основные положения в области стандартизации и сертификации.

Предназначено для студентов, обучающихся по основной образовательной программе высшего образования по направлениям подготовки 12.03.04 Биотехнические системы и технологии, 12.03.05 Лазерная техника и лазерные технологии, 11.03.04 Электроника и нанoeлектроника. Пособие может быть полезно при получении метрологической подготовки студентами, магистрами и аспирантами приборостроительных специальностей университета.

Подготовлено на кафедре электротехники.

УДК 006.91(075)+621.3(075)

ББК Ж10я7+3842я7

ISBN 978-5-7883-1962-9

© Самарский университет, 2023

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	7
Раздел 1. Основы метрологии	9
1.1 Основные метрологические понятия, термины и определения	9
1.2 Виды измерений	16
1.3 Методы измерений	19
1.4 Общая классификация средств измерений	23
1.5 Погрешности измерений.....	30
1.6 Метрологические характеристики измерительных устройств	42
1.7 Методы оценки случайных погрешностей измерений	55
1.8 Общие правила суммирования погрешностей измерений.....	62
1.9 Погрешности косвенных измерений	64
1.10 Методы обработки результатов измерений	67
1.10.1 Обработка результатов прямых однократных измерений.....	67
1.10.2 Выявление и исключение грубых погрешностей (промахов).....	68
1.10.3. Внесение поправок и оценка неисключенной систематической погрешности	69
1.10.4 Обработка прямых многократных измерений.....	71
1.11 Погрешности приборов с различными схемами включения измерительных преобразователей.....	73
1.11.1 Последовательное включение измерительных преобразователей	73
1.11.2 Дифференциальное включение измерительных преобразователей	76
1.11.3 Логометрическая схема включения измерительных преобразователей	81

1.1.1.4 Компенсационная схема включения измерительных преобразователей	83
1.12 Расчет погрешности измерительных устройств по уравнению преобразования	85
1.13 Расчет допусков на технологические погрешности измерительных устройств.....	88
1.14 Поверка измерительных устройств	92
1.15 Методы повышения точности измерений.....	97

Раздел 2. Методы и аппаратура для измерения параметров электрических сигналов цепей	104
2.1 Осциллографические измерения.....	104
2.1.1 Назначение, виды и принцип действия электронно-лучевых осциллографов.....	104
2.1.2 Общее устройство и принцип действия электронно-лучевого осциллографа.....	106
2.1.3 Общее устройство и принцип действия цифрового осциллографа	111
2.1.4 Техника осциллографических измерений.....	113
2.2 Аналоговые электромеханические (стрелочные) приборы.....	125
2.2.1.Общая теория аналоговых электромеханических приборов.....	125
2.2.2 Магнитоэлектрические измерительные приборы	128
2.2.3 Выпрямительные приборы	131
2.2.4 Расширение пределов измерения амперметров и вольтметров	134
2.3 Измерение частоты методом дискретного счета.....	136
2.4 Измерение временных интервалов методом дискретного счета.....	138
2.5 Цифровой нониусный измеритель временных интервалов.....	140

2.6	Приборы для измерения фазового сдвига.....	142
2.6.1	Аналоговый фазометр с промежуточным преобразованием фазового сдвига в импульсы тока	143
2.6.2	Цифровой фазометр с преобразованием фазового сдвига в сигнал постоянного тока	145
2.6.3	Цифровой интегрирующий фазометр	147
2.6.4	Фазометр с гетеродинным преобразованием частоты	151
2.7.	Цифровые вольтметры. общие сведения.....	153
2.7.1	Метрологические характеристики аналого-цифровых преобразователей	155
2.7.2	Цифровой вольтметр с промежуточным преобразованием измеряемого напряжения в частоту	161
2.7.3	Цифровой вольтметр поразрядного кодирования....	165
2.7.4	Цифровой вольтметр параллельного преобразования.....	169
2.8	Методы измерения параметров электрических цепей.....	172
2.8.1	Общие сведения из теории мостовых схем.....	172
2.8.2	Мосты для измерения активных сопротивлений	174
2.8.3	Цифровой автоматический мост для измерения активного сопротивления	177
2.8.4	Мосты для измерения индуктивности.....	180
2.8.5	Мосты для измерения емкости.....	182
2.8.6	Цифровой измеритель активного сопротивления и емкости.....	184
2.8.7	Мостовой измеритель параметров электрических цепей со встроенной микропроцессорной системой	186
2.8.8	Цифровой измеритель добротности (Q–метр).....	187
2.9	Измерение амплитудно-частотных характеристик четырехполосников	190
2.9.1	Ручное измерение АЧХ четырехполосников.....	190

2.9.2 Цифровой микропроцессорный измеритель АЧХ ...	191
2.10 Измерение характеристик случайных процессов	193
2.10.1 Аналоговые методы и приборы для измерения математического ожидания и дисперсии	193
2.10.2 Цифровой прибор для измерения математического ожидания случайных процессов	195
2.10.3 Цифровой метод измерения дисперсии	196
Раздел 3. Основные понятия в области технического регулирования.....	200
3.1 Цели и объекты и формы технического регулирования..	200
3.2 Основные документы в области технического регулирования.....	202
3.3 Методы стандартизации	203
3.3.1 Типизация объектов стандартизации	204
3.3.2 Параметрическая стандартизация.....	204
3.3.3 Унификация объектов стандартизации	206
3.3.4 Опережающая стандартизация.....	207
3.4 Международное сотрудничество в области стандартизации	207
Библиографический список	210
Приложение	212

ВВЕДЕНИЕ

Метрология – наука о методах и средствах измерения, способах обеспечения их единства и требуемой точности. Измерения являются единственным источником объективной информации о состоянии окружающего нас мира. История метрологии своими корнями восходит ко временам ранних общественно-экономических формаций. В эпоху зарождения товарного обмена были созданы примитивные меры длины, времени, массы и объема веществ. Мощный толчок к развитию метрологии дала промышленная революция XIX века, в период которой были созданы многочисленные средства механических измерений для станкостроения и металлообработки – штангенциркули, нутромеры, глубомеры, устройства для контроля шероховатости деталей и др. Некоторые конструктивные решения того времени используются и в современных мерительных инструментах, оснащенных цифровой электроникой и микропроцессорами.

Методы метрологии лежат в основе государственных систем стандартизации и сертификации производства продукции, товаров и услуг. Метрология пронизывает все этапы жизненного цикла изделий от научных исследований и разработок до производства, эксплуатации и утилизации. Повседневная практическая деятельность современного специалиста в области электронного и оптического приборостроения немыслима без применения разнообразных средств измерения для настройки, технической диагностики и испытания изделий. Сегодня трудно представить высококвалифицированного схемотехника, не владеющего хотя бы минимальной суммой знаний в области практической метрологии, средств и ме-

тодов измерений различных параметров радиосигналов и электрических цепей. Поэтому изучение общих вопросов метрологии, принципов построения и технических возможностей современного парка радиоизмерительных приборов является важной составляющей профессиональной подготовки специалистов в области, электроники, медицинской техники и оптического приборостроения. Важность такой подготовки тем более очевидна для тех читателей, кто хочет посвятить себя науке. («Наука начинается с тех пор, как начинают измерять» – Д.И. Менделеев).

Учебное пособие не претендует на полноту изложения дисциплины. В списке литературы приведены ссылки на учебники и учебные пособия, в которых более детально и широко изложены современные тенденции развития теории измерений и измерительной техники. Из пособия исключен ряд разделов, которые достаточно подробно рассмотрены в методических указаниях к лабораторным и практическим занятиям по курсу. Издание следует рассматривать как часть учебно – методического комплекса по метрологии и радиоизмерениям, в состав которого входит настоящее учебное пособие и комплект учебно – методических указаний к практическим и лабораторным занятиям.

Раздел 1. ОСНОВЫ МЕТРОЛОГИИ

1.1 ОСНОВНЫЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ПОНЯТИЯ, ТЕРМИНЫ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Смысловое содержание терминов и определений в области метрологии на территории РФ и стран СНГ определяется руководящим документом РМГ 29-99 «Рекомендации по межгосударственной стандартизации ГСИ. Метрология. Основные термины и определения», введенным в действие 1 января 2001 г. Необходимость принятия такого документа обусловлена необходимостью обеспечения единообразия в понимании сущности терминов и определений, а также корректного их использования на всех этапах создания продукции – от научной идеи, разработки технической документации до производства и эксплуатации. Рассмотрим наиболее важные из них.

Метрология – наука о методах и средствах измерения, способах обеспечения их единства и требуемой точности. Метрология состоит из трех основных разделов: фундаментальной метрологии, законодательной и прикладной.

Главными задачами фундаментальной метрологии являются разработка систем единиц, эталонов и образцовых мер.

Предметом законодательной метрологии является разработка нормативных документов (стандартов, инструкций, методик), обеспечивающих сопоставимость, правильность и точность измерений.

Исследования в области прикладной метрологии направлены на разработку метрологического обеспечения проектных разработок, научных исследований и производственных процессов.

Метрологическое обеспечение – совокупность правил, норм и технических средств, необходимых для обеспечения единства, надежности и требуемой точности измерений. Таким образом, метрологическое обеспечение, помимо обширной номенклатуры средств измерений (измерительных преобразователей, приборов, установок и систем), включает в себя, в частности, утвержденные головными метрологическими органами правила и методики выбора измерительной аппаратуры, проведения измерений, обработки и формы представления результатов измерений и др. Метрологическое обеспечение дает ответы на вопросы что, чем и как правильно измерять, обрабатывать и представлять результаты измерений

Под единством измерений понимается такое их состояние, при котором их результаты получают с помощью единообразных средств измерений, их результаты выражены в узаконенных единицах, а погрешности известны с заданной вероятностью.

Измерение – информационный процесс нахождения значения физической величины с помощью специальных технических средств. В результате измерения получают количественную оценку (значение) некоторой физической величины Q (параметра). Уравнение вида: $Q = q[Q]$ называют основным уравнением измерений, где $[Q]$ – размерность величины Q . Данное соотношение выражает результат измерения физической величины Q в виде q единиц, принятых для ее измерения. Например, результат измерения силы тока в электрической цепи можно записать в виде: $I = 5A$, где $[I] = A$. Поэтому измерения определяют еще и как процесс сравнения измеряемой величины с известной величиной, принятой за единицу измерения.

Измерительный контроль – отличается от измерения по конечной цели измерительной процедуры. Если при измерении нас интересует каждое измеренное значение параметра, то при контроле нас

интересует соответствует ли результат измерения некоторой норме (уставке) или нет.

Испытания объекта измерения – осуществление в заданной последовательности определенных воздействий на объект, измерения реакций объекта на эти воздействия, их регистрация и обработка.

Диагностирование объекта измерения – это процесс распознавания технического состояния элементов объекта измерения в данный момент времени.

Таким образом измерения могут проводиться с целью контроля, испытаний и диагностики сложных технических объектов.

Физическая величина (ФВ) – свойство объекта измерения, которое в качественном отношении присуще многим физическим объектам, а в количественном отношении индивидуально для каждого из них. Например, величина электрического напряжения в качественном отношении присуща всем без исключения источникам э.д.с. В тоже время количественные характеристики напряжения (амплитуда, частота, фазовый сдвиг и др.) индивидуальны для каждого из них.

Значение физической величины – это оценка размера ФВ в виде некоторого числа принятых для нее единиц.

Единица физической величины – это размер ФВ, которому по определению присвоено значение, равное единице.

Система единиц физических величин – совокупность основных и производных единиц ФВ, образованная в соответствии с установленными на национальном или международном уровнях принципами. В нашей стране используется международная система единиц СИ, введенная ГОСТ 8.417-81. В качестве основных единиц в ней приняты метр, килограмм, секунда, ампер, кельвин, моль и канделла. К дополнительным единицам относятся единицы плоского и телесного углов. Производные единицы, например,

скорость, сила, давление, мощность, освещенность и др., выражаются с использованием известных уравнений связи между ними.

В настоящее время во всех высокоразвитых странах используется *метрическая система единиц измерения*, которая впервые была введена для метра и килограмма (отсюда и название). Метрическая система используется на практике на основании Метрической конвенцией, разработанной и принятой Международной организацией мер и весов в конце XIX века.

Основное отличие метрической системы от применявшихся ранее традиционных систем заключается в том, что для любой физической величины установлена только одна главная единица и набор дольных и кратных единиц, образуемых с помощью десятичных приставок. Тем самым устраняется неудобство от использования большого количества разных единиц (таких, например, как верста, сажень, пядь, дюймы, футы, ярды, я и т.д.) со сложными правилами преобразования между ними. В метрической системе преобразование сводится к умножению или делению на степень числа 10, то есть к простой перестановке запятой в десятичной дроби. Приставки для образования кратных и дольных единиц приведены в таблице 1.1. В 1991 году были введены приставки зетта (10^{21}) и йотта (10^{24}). К настоящему времени появились еще четыре новых приставки : ронна (ronna, 10^{27} или число с 27 нулями) и кветта (quetta, 10^{30}), а также ронто (ronto, 10^{-27}) и квекто (qecto, 10^{-30}). Новые приставки применять можно для выражения массы Земли, которая оценивается примерно в шесть роннаграмм, и Юпитера – примерно в два кветтаграмма.

Истинное значение измеряемой величины – это такое значение, которое идеальным образом, т.е. без погрешности, отображает соответствующее свойство объекта измерения. Поскольку измерение без погрешностей невозможно, то истинное значение нам остается

неизвестным. Поэтому на практике вместо истинного значения пользуются понятием *действительного значения измеряемой величины*, под которым понимается значение, найденное экспериментальным путем, и настолько приближающееся к истинному значению, что для определенных целей его можно использовать вместо истинного значения.

Таблица 1.1. Множители и приставки для образования десятичных кратных и дольных единиц и их наименований

Множитель	Приставка	Обозначение		Множитель	Приставка	Обозначение	
		Международное	Русское			Международное	Русское
10^{18}	экса	E	Э	10^{-1}	деци	d	д
10^{15}	пета	P	П	10^{-2}	санتي	c	с
10^{12}	терра	T	Т	10^{-3}	Милли	m	м
10^{19}	гига	G	Г	10^{-6}	микро	μ	мк
10^6	мега	M	М	10^{-6}	нано	n	н
10^3	кило	k	К	10^{-12}	пико	p	п
10^2	гекто	h	Г	10^{15}	фемто	f	ф
10^1	дека	da	да	10^{18}	атто	a	а

Например, при поверке вольтметра V_1 , имеющего класс точности 1%, его подключают к регулируемому источнику напряжения ИРН (рис. 1.1). Одновременно к этому же источнику подключают образцовый вольтметр V_2 , имеющий более высокий класс точности, например, 0,25%. Поскольку погрешность образцового прибора в 4 раза меньше погрешности поверяемого, то показания вольтметра V_2 можно принять за действительное значение при определении погрешности вольтметра V_1 :

$$\Delta U = U_1 - U_2.$$

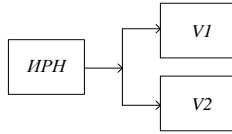


Рис. 1.1. Схема поверки вольтметра по методу образцового прибора

Отметим, что при поверке более точного прибора, например, с классом точности 0,5%, для получения действительного значения нужно использовать и более точный образцовый вольтметр, с классом точности не хуже 0,1%. Как правило, погрешность образцового прибора должна быть в 3...5 раз меньше погрешности поверяемого прибора.

Для прогнозной оценки погрешности на этапе проектирования прибора в качестве действительного может быть использовано значение, найденное расчетным путем. Например, при расчете погрешности, вызванной отклонением параметров элементной базы от номинальных значений, в качестве действительного принимают расчетные значения выходного сигнала при номинальных значениях этих параметров.

Пример 1.1. Определить погрешность измерительного усилителя, вызванную отклонением входного сопротивления и сопротивления обратной связи от номинальных значений.

Решение. Выходной сигнал усилителя постоянного тока, как известно, равен $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} \frac{R_{\text{ОС}}}{R_{\text{ВХ}}}$, где $R_{\text{ОС}}$ – сопротивление цепи обратной связи, $R_{\text{ВХ}}$ – входное сопротивление. За действительное значение принимают выходной сигнал при номинальных (расчетных значениях $R_{\text{ВХ}}$ и $R_{\text{ОС}}$). Погрешность усилителя вычисляют по формуле

$$\Delta U = U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}}, R_{\text{ОС}}, R_{\text{ВХ}}) - U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}}, R_{\text{ОС}} + \Delta R_{\text{ОС}}, R_{\text{ВХ}} + \Delta R_{\text{ВХ}}),$$

где ΔR_{OC} , ΔR_{BX} – технологические погрешности изготовления резисторов.

Отметим, что достоверность полученного таким образом значения погрешности должна быть подтверждена экспериментально на опытных или серийных образцах изделий с использованием образцовых средств измерений.

Сигнал измерительной информации – процесс изменения во времени и пространстве некоторой физической величины, функционально связанной с измеряемой и несущей информацию о ее значении. Например, информация о *механическом* перемещении движка реохорда может быть представлена в виде изменения *электрического* сопротивления или напряжения на его выходных зажимах.

Средство измерений (СИ) – это техническое средство, используемое при измерениях и имеющее *нормированные* метрологические характеристики, указанные в паспорте средства измерений. Под нормированием понимается выбор параметра, характеризующего погрешность и установление его максимального значения для данного типа СИ. Соответствие реальных и паспортных метрологических характеристик подтверждается в ходе периодических проверок СИ.

Погрешность измерений – это разность между результатом измерения и истинным или действительным значением измеряемой величины.

Погрешность измерительного прибора – разность между показаниями прибора и истинным (действительным) значением измеряемой величины.

Погрешность измерения всегда несколько больше погрешности измерительного прибора на величину методической погрешности, вызванной особенностями метода измерений и влиянием прибора на объект измерения (см. пример 1.3 на стр. 33 и пример 1.4 на стр. 35).

Точность измерения характеризует близость результата измерения к действительному значению. Чем меньше погрешность, тем выше точность измерения.

1.2 ВИДЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Все многообразие используемых на практике видов измерений можно классифицировать по ряду признаков.

По физическому принципу, положенному в основу измерения, они подразделяются на механические, электрические, оптические, тепловые, магнитные и др. На практике наибольшее распространение получили электрические измерения вследствие их универсальности. Универсальность электрических измерений обусловлена тем, что большинство физических величин, подлежащих измерению, с помощью различных физических эффектов могут быть преобразованы в изменение параметров электрического сигнала (амплитуду, частоту, фазовый сдвиг) или параметра электрической цепи (сопротивление, емкость, индуктивность и др.) Например, с помощью преобразователей Холла, термосопротивлений, тензорезисторов и фотоэлектрических преобразователей измерения неэлектрических величин, таких как магнитная индукция, температура, механические напряжения, световой поток, можно свести к измерению параметров электрических сигналов и цепей. Универсальность электрических измерений предопределило создание многочисленного парка электрических и электронных средств измерений, номенклатура которых насчитывает тысячи наименований.

По способу нахождения искомого значения измеренной величины измерения подразделяются на:

– *прямые измерения*, при которых искомое значение измеряемой величины находится непосредственно из опытных данных

(измерение напряжения – вольтметром, силы тока – амперметром и т.п.).

– *косвенные измерения*, при которых искомое значение измеряемой величины находится с использованием известной математической зависимости между величинами – аргументами, значения которых находят в результате прямых измерений.

Например, измерение сопротивления методом амперметра и вольтметра $R = \frac{U}{I}$, измерение электрической мощности по показаниям амперметра и вольтметра $P = I \cdot U$ (рис. 1.2,а), осциллографическое измерение фазового сдвига по фигурам Лиссажу $\varphi = \arcsin\left(\frac{y_0}{y_m}\right)$, где y_0, y_m – параметры эллипса (рис. 1.2,б).

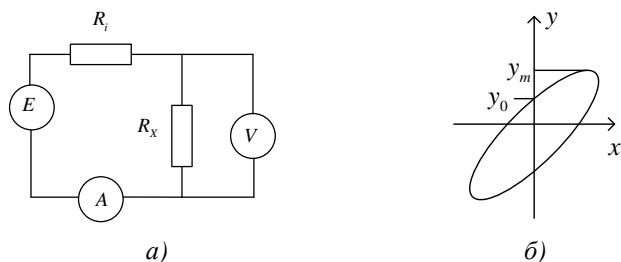


Рис. 1.2. Схемы косвенных измерений активного сопротивления (а) и фазового сдвига (б)

Погрешность косвенных измерений является функцией от погрешностей измерений отдельных аргументов. Вид этой функциональной зависимости определяет степень влияния погрешностей измерения аргументов на результирующую погрешность.

– *совместные и совокупные измерения* – близки по способу нахождения измеряемых величин. В обоих случаях они находятся путем решения системы уравнений, в которых коэффициенты и

отдельные члены находят в результате прямых или косвенных измерений. Различие между ними состоит в том, что при совместных измерениях измеряют различные по природе (неодноименные) величины, а при совокупных – однородные.

Примером совместных измерений может служить измерение параметров R_X и L_X катушки индуктивности (рис. 1.3).

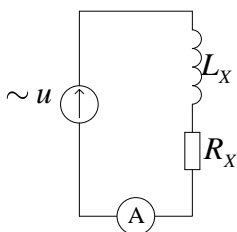


Рис. 1.3. Измерение параметров катушки индуктивности

Выполняя измерение тока в цепи на разных частотах ω_1 , ω_2 , результаты измерения можно представить в виде двух уравнений:

$$I_1 = \frac{u}{\sqrt{R_X^2 + \omega_1^2 \cdot L_X^2}},$$

$$I_2 = \frac{u}{\sqrt{R_X^2 + \omega_2^2 \cdot L_X^2}},$$

решая которые совместно, можно определить искомые значения R_X и L_X .

Отметим, что при $\omega_1 = 0$ задача сводится к косвенным измерениям искомых параметров.

Примером совокупных измерений может служить измерение взаимной индуктивности M между двумя катушками с собственными индуктивностями L_1 и L_2 . Измерения проводятся в два этапа.

Вначале катушки включаются последовательно и согласно, а затем последовательно и встречно. Результаты измерений можно представить в виде системы уравнений:

$$\begin{aligned}L^1 &= L_1 + L_2 + 2 \cdot M, \\L^2 &= L_1 + L_2 - 2 \cdot M,\end{aligned}$$

из которой искомое значение взаимной индуктивности определится как:

$$M = (L^1 - L^2) / 4.$$

По характеру поведения измеряемой величины во времени измерения делятся на *статические*, при которых измеряемая величина постоянна во времени (например измерение действующего значения синусоидального сигнала при *постоянной* амплитуде) и *динамические*, при которых измеряемая величина изменяется во времени и в процессе измерений (измерение мгновенного значения синусоидального сигнала).

По условиям наблюдения измерения подразделяются на *обыкновенные* (с однократным наблюдением) и *статистические* – с многократным наблюдением и последующей статистической обработкой результатов.

По точности наблюдения результатов различают измерения максимально возможной точности, контрольно – поверочные измерения и технические измерения, при которых погрешность определяется погрешностью прибора.

1.3 МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ

При *методе непосредственной оценки* искомое значение измеряемой величины определяется непосредственно по шкале

Под методом измерений понимается совокупность приемов использования средств измерений, обеспечивающих получение

результата с требуемой точностью. Все рассмотренные виды измерений могут быть реализованы с помощью одного из методов измерения – *метода непосредственной оценки и метода сравнения с мерой* измерительного прибора, которая заранее отградуирована в единицах измеряемой величины. Типичными примерами приборов, реализующими данный метод, являются стрелочные приборы.

Особенность метода заключается в том, что эталонная величина, однородная с измеряемой, непосредственного участия в *каждом* измерении не принимает. Она используется лишь на этапах разработки и градуировки шкалы прибора. Ее размер заложен в цене деления шкалы прибора, а поэтому в *каждом* измерении эталонная величина присутствует лишь *косвенно*.

Достоинство метода заключается в простоте его технической реализации. Однако точность приборов непосредственной оценки невысока (класс точности не лучше 0,5%)

При *методе сравнения с мерой* эталонная величина используется в процессе каждого измерения, что позволяет существенно повысить точность измерений. Метод сравнения имеет несколько разновидностей, среди которых наибольшее практическое применение нашли :

- *нулевой метод*;
- *метод совпадений*;
- *метод замещения*.

Нулевой метод измерения. В этом случае измеряемый сигнал x подается на вход дифференциального усилителя, на второй вход которого подается сигнал от регулируемого источника образцового напряжения $x_{ЭТ}$. За счет регулировки образцового сигнала усиленная усилителем разность Δx между измеряемой x и эталонной $x_{ЭТ}$ величинами доводят до нуля (рис. 1.4). Момент равенства

нулю разности Δx фиксируют с помощью нуль-индикатора. Нуль-индикатор – устройство, предназначенное не для измерения, а всего лишь для регистрации факта наличия или отсутствия сигнала на его входе.

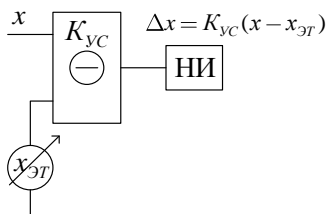


Рис. 1.4. Схема нулевого метода измерения

В момент, когда $\Delta x = 0$, $x = x_{эТ}$ и результат измерения считывают со шкалы источника эталонного сигнала. Погрешность метода обусловлена погрешностью градуировки шкалы источника образцового сигнала, а также параметрами неидеальности вычитающего устройства и нуль – индикатора.

Метод совпадения (интерполяционный или нониусный метод) – основан на выделении моментов совпадения двух периодических пространственных или временных шкал, период которых отличается на заданную величину. Исторически впервые метод стал использоваться в области механических измерений. В 60-70-х годах прошлого века отечественными учеными на основе метода совпадений была разработана гамма электроизмерительных приборов для измерения частотно-временных параметров электрических сигналов.

Примером измерительного устройства, построенного на основе метода совпадений, является хорошо всем известный штангенциркуль, в котором дробная часть отсчета определяется по совпадению делений основной и нониусной шкал (рис. 1.5).



Рис. 1.5. Принцип измерения методом совпадения

На рис. 1.6 приведены фотографии механического и электронного штангенциркулей. Механический штангенциркуль позволяет выполнять измерения с погрешностью 0,1 мм. В электронном штангенциркуле вместо нониусной шкалы используется цифровой датчик перемещения с разрешающей способностью 0,02 мм.



Рис. 1.6. Фотография механического и электронного штангенциркулей

Метод замещения основан на замещении измеряемой величины равной ей по значению эталонной величиной. Метод обладает высокой точностью. Сущность метода проиллюстрируем на следующем примере. Пусть необходимо измерить активное сопротивление R_x . Соберем цепь следующего вида (рис. 1.7).

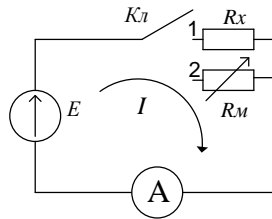


Рис. 1.7. Схема измерения активного сопротивления по методу замещения

Вначале ключ переводится в положение 1 и измеряется ток I_1 через резистор R_x . Измеренное значение тока I_1 запоминается. Затем ключ переводится в положение 2 и измеряется ток I_2 через магазин сопротивлений. Регулируя магазин сопротивлений R_M добиваются равенства $I_1 = I_2$. Это равенство возможно лишь в том случае, когда $R_x = R_M$. Результат измерения считывается со шкалы магазина R_M .

Рассмотренные разновидности метода широко используются при создании электронных измерительных приборов со встроенными микропроцессорными устройствами.

1.4 ОБЩАЯ КЛАССИФИКАЦИЯ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

Все многообразие средств измерений можно представить в виде следующей классификационной схемы, показанной на рисунке 1.8.

Все средства могут быть как образцовыми, так и рабочими. *Образцовые средства измерений (СИ)* предназначены для поверки других рабочих СИ, т.е. для определения их погрешности и пригодности к эксплуатации.



Рис. 1.8. Общая классификация средств измерений

Рабочие средства измерений применяют для целей не связанных с поверкой, т.е. для технических измерений.

Стандартный образец – вещество или материал, свойства которого установлены в ходе его аттестации. Существуют стандартные образцы диэлектрической проницаемости, октанового числа бензина, концентрации загрязняющих частиц в газообразных и жидких средах и др. Стандартные образцы используются для поверки и калибровки соответствующих средств измерений.

Меры (вещественные меры) – это средства измерений, предназначенные для воспроизведения и хранения физической величины заданного значения. Меры подразделяются на:

- *однозначные*, воспроизводящие одно значение физической величины;
- *многозначные*, воспроизводящие несколько значений физической величины;
- *магазины образцовых мер*, воспроизводящие множество значений физической величины.

На практике применяются образцовые меры сопротивлений, емкостей, индуктивностей, напряжения и др.

Среди образцовых мер особое значение имеет эталон единицы физической величины, который воспроизводит значение единицы, соответствующее ее определению, с наивысшей для данной страны точностью (Государственный эталон). Эталон должен обладать тремя взаимосвязанными свойствами: неизменностью, воспроизводимостью и сличаемостью.

Эталонная база России имеет в своем составе 114 государственных эталонов (ГЭ) и более 250 вторичных эталонов физических величин, которые находятся в ведущих метрологических центрах страны: Всероссийском НИИ метрологии им. Д.И. Менделеева (ВНИИИМ г. Санкт-Петербург), Всероссийском НИИ физикотехнических и радиотехнических измерений (ВНИИФТРИ г. Москва), Всероссийском НИИ оптико-физических измерений, в Уральском и Сибирском НИИ метрологии.

Эталоны стремятся строить с использованием фундаментальных физических констант и устойчивых физических явлений, таких, как постоянные Планка, Больцмана, число Авогадро, заряд электрона, скорость света и др. Для каждой единицы существует схема передачи размера единицы от эталона до рабочего средства измерения.

Измерительные преобразователи – средства измерений, предназначенные для получения измерительной информации в форме, удобной для последующей обработки, хранения или передачи по каналам связи, но не поддающейся непосредственному восприятию оператора.

В электрических и электронных измерительных преобразователях выходным сигналом является изменение либо параметра сигнала (амплитуды, частоты, фазы), либо параметра электрической цепи (R , L , C , M , Q и др). Сигнал может быть представлен как в аналоговом, так и цифровом виде. Измерительные преобразователи, непосредственно взаимодействующие с объектом измерения, называются датчиками (первичные преобразователи). Кроме них существуют так называемые вторичные преобразователи, предназначенные для усиления сигналов по мощности, аналого-цифрового преобразования, согласования уровней сигналов, а также линеаризации функции преобразования измерительного тракта. Нелинейность функции преобразования увеличивает общую по-

грешность измерения и оценивается приведенной *погрешностью нелинейности*

$$\gamma_H = \frac{\Delta y_{\max}}{y_{\max}} 100\% ,$$

где Δy_{\max} – максимальное отклонение выходного сигнала преобразователя от прямой, соединяющей крайние точки диапазона преобразования, y_{\max} – максимальное значение выходного сигнала (рис. 1.9).

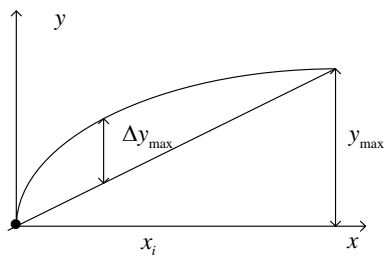


Рис. 1.9. К определению погрешности нелинейности

Для уменьшения этой погрешности могут быть использованы различные принципы линейризации.

Один из этих принципов основан на последовательном подключении к выходу нелинейного преобразователя корректирующего устройства. Пусть функция преобразования датчика некоторой физической величины x описывается нелинейной зависимостью $y_1 = \varphi_D(x)$ (рис. 1.10).

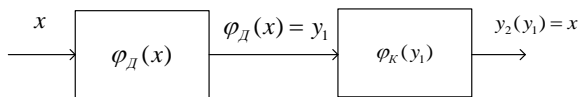


Рис. 1.10. Схема линейризации функции преобразования

В этом случае последовательно с основным преобразователем включают линейризирующий преобразователь. Требуется так подобрать функцию преобразования линейризирующего преобразователя $y_2 = \varphi_\kappa(y_1)$, чтобы его выходной сигнал корректирующего преобразователя линейно зависел от входного сигнала основного преобразователя $y_2 = k \cdot x$.

Нетрудно показать, что вид функции преобразования корректирующего преобразователя должен определяться обратной функцией преобразования первого преобразователя

$$\varphi_\kappa(y_1) = \varphi_D^{-1}(y_1) = \varphi_D^{-1}[\varphi_D(x)] = x, \quad \kappa = 1.$$

Пример 1.2. Пусть в первичном преобразователе реализуется квадратичная функция вида $y_1 = \varphi_D(x) = k \cdot x^2$. Тогда для получения суммарной линейной функции $y_2 = k \cdot x$, функция преобразования корректирующего преобразователя должна иметь вид

$$y_2 = \varphi_\kappa(y_1) = \varphi_D^{-1}(y_1) = \sqrt{\frac{y_1}{k}}.$$

В этом случае $y_2 = \sqrt{\frac{kx^2}{k}} = x$ – линейная функция с коэффициентом преобразования $k = 1$. По аналогии, если $y = \sin x$, то $\varphi_k(y) = \arcsin y$. Тогда $y_2(x) = x$.

Очень часто линейризация функции преобразования осуществляется в микропроцессорных устройствах, входящих в состав средств измерений.

В этом случае должны быть известны значения нелинейной функции в дискретных точках диапазона преобразования $y_i = F(x_i)$ (рис. 1.11). Умножим значения функции $F(x_i)$ на значения поправочного коэффициента $R(x_i)$ и потребуем, чтобы

$$F(x_i)R(x_i) = kx .$$

Отсюда значение корректирующих множителей в каждой точке диапазона, при которых связь между входной и выходной величинами будет линейной, могут быть найдены как:

$$R(x_i) = \frac{kx_i}{F(x_i)} .$$

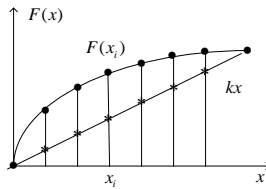


Рис. 1.11. Способ линеаризации функции преобразования

В качестве x_i используются цифровые отсчеты измеряемого сигнала, получаемые с помощью образцового средства измерения.

Измерительные преобразователи могут быть также *передающими и приемными (радиопередающие и радиоприемные устройства)*, если они оказывают влияние на точность передаваемых или принимаемых ими сигналов.

Измерительный прибор – средство измерения, предназначенное для получения измерительной информации в форме, удобной для восприятия оператором.

Различают аналоговые, цифровые, самопишущие, регистрирующие и другие приборы.

В простейшем случае аналоговый измерительный прибор содержит электромеханический измерительный преобразователь и отсчетное устройство с указателем в виде стрелки или светового луча (электромеханические приборы). Основу цифровых приборов составляют устройство масштабирования входного сигнала, ана-

лого-цифровой преобразователь, вырабатывающей двоично-десятичный код измеряемого напряжения, дешифраторы и блок цифровой индикации. Пример преобразования тетрады двоично-десятичного кода в код управления сегментами цифрового индикатора АЛС324 с помощью интегрального дешифратора К564ИД4 приведен на рис. 1.12.

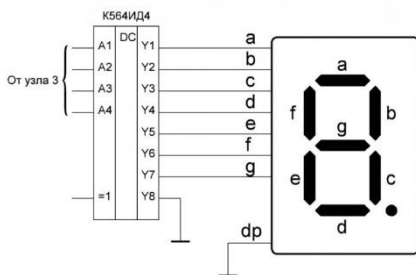


Рис. 1.12. Схема преобразования кода тетрады в код управления электродами 7-сегментного цифрового индикатора

Каждому значению двоичного кода тетрады $A1 \dots A4$ соответствует определенные комбинации выходных логических сигналов a, b, \dots, g , которые воздействуют на соответствующие электроды индикатора, что приводит к высвечиванию десятичных цифр от 0 до 9.

Виртуальные (компьютерно – измерительные) приборы строятся на базе персонального компьютера (ПК), оснащенного устройством сбора данных (УСД) и специальным программным обеспечением. УСД дискретизирует во времени входной сигнал, оцифровывает дискретные значения и полученный числовой массив передает в память ПК.

После обработки полученной информации ПК на экране монитора воспроизводит программный образ передней панели реального осциллографа, цифрового вольтметра, анализатора спектра,

самописца и других приборов. Управление работой виртуальных приборов осуществляется «мышкой».

Измерительные установки – комплекс функционально объединенных средств измерений (мер, измерительных преобразователей и приборов), предназначенных для получения измерительной информации в форме, удобной для оператора и расположенных в одном месте.

Информационно-измерительные системы – высший тип средств измерений, предназначенный для получения информации в форме удобной для использования в системах управления сложными техническими объектами, и представляют и собой совокупность функционально объединенных измерительных преобразователей, каналов передачи и средств обработки информации.

1.5 ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ

На рис. 1.13 приведена общая классификация погрешностей измерений. Как видно из рисунка, классификационная таблица содержит четыре уровня, каждый из которых сформирован с использованием своего классификационного признака, в качестве которых обычно применяются:

- способ числового выражения погрешности;
- причина возникновения погрешности.
- характер появления.
- связь значения погрешности с текущим значением измеряемой величины.

По способу числового выражения различают абсолютные, относительные и приведенные погрешности.

Абсолютная погрешность – разность между результатом измерения и истинным (действительным) значением измеряемой величины $\Delta x = x - x_{ист}$. Например, при поверочных испытаниях

вольтметра абсолютная погрешность равна разности между показаниями прибора и значением сигнала, подаваемого на его вход от образцового генератора.



Рис. 1.13. Общая классификация погрешностей измерений

В качестве оценки истинного значения $x_{ист}$ при многократных измерениях используют статистическое среднее серии измерений.

Абсолютная погрешность, взятая с обратным знаком, называется поправкой:

$$П = -\Delta x .$$

Недостатком оценки погрешности в виде абсолютного значения является то обстоятельство, что в общем случае она не характеризует качество измерений. Например, абсолютная погрешность измерения расстояния, равная ± 10 км, характеризует очень высокое качество астрономических измерений. Например, расстояния от Земли до Луны ($\sim 400\,000$ км), а при измерении протяженности городского автобусного маршрута такое значение погрешности является просто неприемлемым.

Отметим, что на практике существуют специализированные группы приборов с сопоставимыми диапазонами измерений, для нормирования точности которых применяется абсолютная погрешность. К таким устройствам относятся, например, микрометры, штангенциркули, медицинские термометры и др.

Относительная погрешность – отношение абсолютной погрешности к текущему истинному значению измеряемой величины:

$$\gamma = \frac{\Delta x}{x_{ист}}$$

При $\Delta x = const$ график относительной погрешности представляет собой гиперболу (рис. 1.14) Это означает, что относительная погрешность переменна по диапазону измерения. Для ее уменьшения предел измерения следует выбирать так, чтобы показания прибора располагались в последней трети шкалы. И абсолютная, и относительная погрешности могут быть использованы для характеристики точности измерения различными приборами только при фиксированном значении измеряемой величины. Переменный характер относительной погрешности по диапазону измерения не позволяет использовать ее для сравнения по точности однотипных приборов во *всем диапазоне* изменения измеряемой величины.

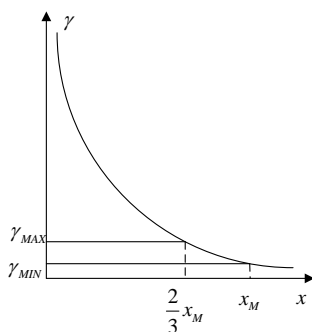


Рис. 1.14. График функции относительной погрешности измерений

Приведенная погрешность – отношение абсолютной погрешности к некоторому нормирующему значению x_N измеряемой величины:

$$\gamma_{\text{пр}} = \frac{\Delta x}{x_N}.$$

В качестве величины x_N обычно используется значение верхнего предела измерения x_m . В многопредельных приборах вместо Δx используется максимальное значение абсолютной погрешности на данном пределе измерения, а вместо x_N – максимальное значение входного сигнала на этом же пределе. Чаще всего приборы проектируют так, чтобы приведенная погрешность была постоянна во всем диапазоне измерения, что позволяет сравнивать между собой по точности различные приборы одинакового назначения.

Все вышеприведенные числовые оценки погрешностей связаны между собой очевидными соотношениями

$$\begin{aligned} \Delta x &= \gamma_{\text{пр}} \cdot x_N; & \Delta x &= \gamma \cdot x; & x_N &= \frac{\Delta x}{\gamma_{\text{пр}}}; \\ x_N &= \frac{\gamma \cdot x}{\gamma_{\text{пр}}}; & \gamma &= \frac{\gamma_{\text{пр}} \cdot x_N}{x}; & \gamma_{\text{пр}} &= \frac{\gamma \cdot x}{x_N}. \end{aligned}$$

В зависимости от причины возникновения различают методические, инструментальные и субъективные (личные) погрешности.

Характерными причинами методической погрешности при измерении тока и напряжения является влияние входного сопротивления амперметров и вольтметров на энергетический режим в измеряемой цепи.

Пример 1.3. Вычислить относительную методическую погрешность измерения тока в цепи, показанной на рис. 1.15,а. Методическая погрешность проявляется в том, что за счет конечного

внутреннего сопротивления амперметра происходит искажение измеряемого тока в цепи после его подключения.

Решение. Действительное значение тока в цепи до включения амперметра. $I = E / R$ Измеренное значение тока $I_X = E / (R + R_A)$. Тогда относительная методическая погрешность измерения тока, связанная с искажением энергетического режима в цепи за счет включения амперметра с конечным внутренним сопротивлением, будет равна:

$$\gamma_{отн} = (I_X - I) / I = \frac{E / (R + R_A) - E / R}{E / R} = -\frac{R_A}{R_A + R}. \quad (1.5.1)$$

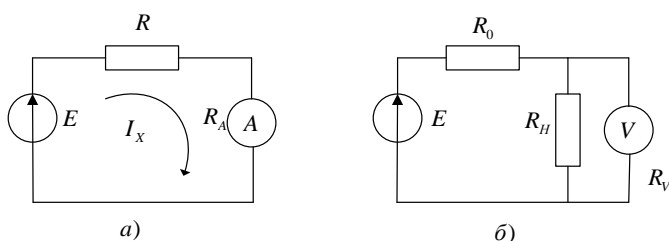


Рис 1.15. К расчету методических погрешностей измерения тока (а) и напряжения (б)

Отсюда видно, что даже при использовании амперметра с нулевой собственной инструментальной погрешностью ($\gamma_A = 0$) относительная погрешность измерения может достигать существенных значений. Например, если $R_A = R$, то $\gamma_{отн} = -50\%$. Поэтому для уменьшения погрешности, вызванной влиянием амперметра на энергетический режим цепи, в которой производится измерение, необходимо, чтобы $R_A \rightarrow 0$. При заданной допустимой относительной погрешности $\gamma_{отн}$ необходимое значение сопротивления R_A можно найти из уравнения (1.5.1):

$$R_A \leq \frac{\gamma_{\text{дон}} R}{1 - \gamma_{\text{дон}}}.$$

Учитывая, что $\gamma_{\text{дон}} \ll 1$ можно получить приближенное выражение, удобное для использования в инженерной практике:

$$R_A \leq \gamma_{\text{дон}} R.$$

Пример 1.4. Вычислить относительную методическую погрешность измерения напряжения в цепи, показанной на рис. 1.16,б.

Решение. Действительное падение напряжения U на нагрузке R до включения вольтметра равно:

$$U = ER_H / (R_H + R_0). \quad (1.5.2)$$

В результате измерения получаем:

$$U_x = \frac{ER_V R_H / (R_V + R_H)}{R_0 + R_H R_V / (R_H + R_V)} = \frac{ER_V R_H}{R_0 (R_H + R_V) + R_H R_V}. \quad (1.5.3)$$

Относительная погрешность измерения составит с учетом (1.5.2) и (1.5.3):

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{отн}} &= \frac{U_x - U}{U} = \frac{ER_H R_V / [R_0 (R_H + R_V) + R_H R_V] - ER_H / (R_H + R_V)}{ER_H / (R_H + R_V)} = \\ &= \frac{-R_H R_0}{R_0 R_V + R_H R_0 + R_H R_V}. \end{aligned} \quad (1.5.4)$$

Из выражения (1.5.4) следует, что для обеспечения минимального значения относительной методической погрешности необходимо, чтобы $R_V \rightarrow \infty$. Если задано предельно допустимое значение относительной методической погрешности измерения $\gamma_{\text{дон}}$, то

входное сопротивление вольтметра можно найти из уравнения (1.5.4):

$$R_V = \frac{(1 - \gamma_{\text{дон}}) R_H R_0}{\gamma_{\text{дон}} (R_H + R_0)}. \quad (1.5.5)$$

Учитывая, что $\gamma_{\text{дон}} \ll 1$, из (1.5.5) можно преобразовать к виду, удобному для использования в инженерной практике:

$$R_V \geq \frac{R_H R_0}{\gamma_{\text{дон}} (R_H + R_0)}.$$

Из последнего выражения видно, что входное сопротивление вольтметра должно быть в $1/\gamma_{\text{дон}}$ раз больше, чем суммарное сопротивление параллельно включенных (через источник напряжения) резисторов R_H и R_0 . В том случае, если задана общая погрешность измерения как геометрическая сумма методической и инструментальной погрешностей:

$$\gamma_{\Sigma} = \sqrt{\gamma_{\text{дон}}^2 + \gamma_{\text{ин}}^2},$$

то допустимые значения входных сопротивлений для амперметра и вольтметра соответственно составят:

$$R_A \leq R \sqrt{(\gamma_{\Sigma}^2 - \gamma_{\text{ин}}^2)},$$

$$R_V \geq \frac{R R_0}{(R + R_0) \sqrt{(\gamma_{\Sigma}^2 - \gamma_{\text{ин}}^2)}}.$$

Другими примерами методических погрешностей являются погрешность квантования в цифровых вольтметрах и погрешность дискретизации в цифровых измерителях частоты и временных интервалов.

Инструментальная погрешность (собственная погрешность прибора) связана с неточностью изготовления, сборки и настройки прибора, а также влиянием на прибор внешних эксплуатационных факторов (температуры, давления, влажности, электрических полей и др.).

В общем случае полная погрешность измерения складывается из методической и инструментальной составляющих.

Личные погрешности вызваны психофизиологическими особенностями оператора, выполняющего измерения (реакция, острота зрения, глазомер, функциональное состояние).

В зависимости от характера проявления погрешности делятся на систематические, случайные и грубые (промахи).

Систематические погрешности остаются постоянными или закономерно изменяются при многократных измерениях одного и того же значения измеряемой величины. Оценкой систематической составляющей может служить статистическое среднее погрешности результатов серии измерений:

$$\Delta x_{cp} = \frac{1}{n} \cdot \sum_1^n \Delta x_i .$$

Эта погрешность может быть уменьшена за счет введения поправки, однако точное значение поправки реализуется лишь при $n = \infty$. Поэтому при конечном числе измерений после введения поправки всегда остается *неисключённая часть систематической погрешности* (НСП).

Случайные погрешности – это погрешности, значения и знак которых заранее определить невозможно, они ведут себя как случайные числа. Причинами возникновения случайных погрешностей являются неуточненные условия проведения измерительного эксперимента и неизученные причинно-следственные связи в окружающем нас материальном мире, которым мы приписываем случайный характер.

Случайные погрешности оцениваются с помощью методов теории вероятностей, математической статистики и теории информации.

Грубые погрешности (промахи) вызваны ошибочными действиями оператора, поломкой измерительного прибора, а также резким изменением условий измерений. Грубые погрешности выявляются с помощью специальных критериев в ходе обработки результатов измерений.

В зависимости от характера связи значения погрешности с текущим значением измеряемой величины различают аддитивную и мультипликативную погрешности.

Под аддитивной погрешностью (полученной в результате суммирования), понимают значение выходного сигнала прибора при нулевом входном. Часто эту погрешность называют еще «погрешностью нуля». Пусть выходная y и измеряемая x величины прибора связаны между собой линейным уравнением: $y = kx \pm b$. Тогда аддитивная погрешность y_0 будет равна:

$$y_0 = y|_{x=0} = \pm b.$$

Таким образом, аддитивную погрешность можно интерпретировать в виде полосы неопределенности (рис. 1.17,а), ширина которой равна $\Delta y = y_e - y_n = 2y_0 = 2b$, а результат измерения представить в виде $y = y_{ист} \pm y_0$. Если погрешность носит случайный характер, то в зависимости от требуемой надежности оценки, границы интервала $\pm y_0$ выбирают равными $\pm 2\sigma$ ($P_{дов}=0,95$) или $\pm 3\sigma$ ($P_{дов}=0,997$). В любом случае считают, что аддитивная погрешность *не зависит* от текущего значения измеряемой величины и *постоянна* во всем диапазоне измерения.

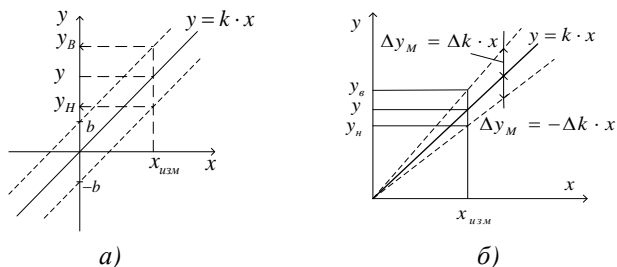


Рис. 1.16. График функций преобразования при наличии аддитивной (а) и мультипликативной (б) погрешностей

Разделив значение y_0 на коэффициент преобразования k , получим аддитивную погрешность, приведенную ко входу прибора $\Delta x_0 = \pm \frac{b}{k}$ (рис. 1.17,а).

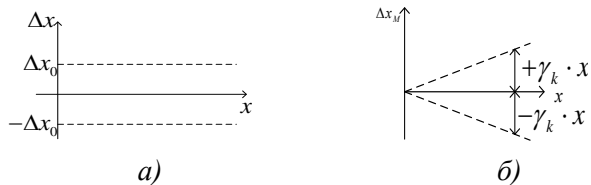


Рис. 1.17. График аддитивной (а) и мультипликативной (б) погрешностей, приведенных ко входу прибора

Аддитивная погрешность может быть уменьшена за счет балансировки прибора (установки нуля) перед началом измерений. При длительных измерениях балансировка должна проводиться периодически через 15–20 минут.

Мультипликативная погрешность (полученная в результате умножения) возникает вследствие нестабильности коэффициента преобразования k измерительного устройства.

Пусть выходной сигнал является линейной функцией вида $y = k \cdot x$. Предположим, что в результате изменения условий эксплуатации (температуры окружающей среды, атмосферного давления, влажности, электромагнитных полей и пр.) коэффициент k получил приращение $k + \Delta k$. Тогда выходной сигнал также получит приращение $y^* = y \pm \Delta y = k \cdot x \pm \Delta k \cdot x$ (рис. 1.16,б). Абсолютная мультипликативная погрешность на выходе прибора равна:

$$\Delta x_M = y^* - y = \pm \Delta k x. \quad (1.5.6)$$

Из (1.5.6) видно, что абсолютная мультипликативная погрешность *линейно зависит* от текущего значения измеряемой величины x .

Разделив обе части последнего уравнения на k , можно привести мультипликативную погрешность ко входу:

$$\Delta x_M = \pm \frac{\Delta y}{k} = \pm \frac{\Delta k}{k} x,$$

которая также линейно зависит от измеренной величины. Обозначим относительное изменение коэффициента преобразования $\frac{\Delta k}{k} = \gamma_k$, тогда $\Delta x_M = \pm \gamma_k x$, т.е. мультипликативная погрешность равна *произведению* относительного изменения коэффициента преобразования на саму измеряемую величину. График общей погрешности, приведенной ко входу, при наличии аддитивной и мультипликативной составляющих приведен на рис. 1.18,а. Также как и в предыдущем случае, если мультипликативная погрешность носит случайный характер, то в зависимости от требуемой надежности оценки, границы интервала $\pm \Delta k$ выбирают равными $\pm 2\sigma$ ($P_{\text{дов}}=0,95$) или $\pm 3\sigma$ ($P_{\text{дов}}=0,997$).

Мультипликативная погрешность может быть исключена или уменьшена за счет калибровки прибора перед началом измерений, а при длительных измерениях – за счет периодической калибровки через установленный производителем интервал времени. Под калибровкой в данном случае подразумевается регулировка коэффициента передачи прибора с целью обеспечения номинальной зависимости между его входной и выходной величинами.

Таким образом, при наличии и аддитивной и мультипликативной составляющих общая абсолютная погрешность на входе будет равна (рис. 18,а):

$$\Delta x = \pm \Delta x_0 \pm \gamma_k x,$$

а общая относительная погрешность составит (рис. 1.18, б)

$$\gamma_{\text{общ}} = \Delta x / x = +\Delta x_0 / x + \gamma_k.$$

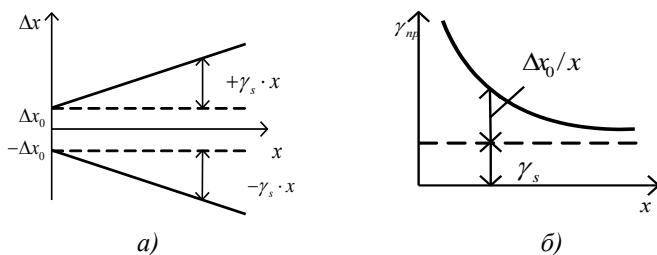


Рис.1.18. График общей погрешности при наличии аддитивной и мультипликативной составляющих

Если функция преобразования нелинейна, то в общем случае, полосу неопределенности мультипликативной погрешности аппроксимируют полиномом n -й степени, при этом сложность анализа резко возрастает.

Приведенная классификация погрешностей носит весьма условный характер. Например, среднее значение погрешности для одной серии из k измерений носит систематический характер, а средние значения, вычисленные для каждой из n серий носят случайный характер.

1.6 МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Метрологические характеристики (МХ) измерительных приборов это комплекс их технических параметров, определяющих точность измерений. МХ вводят с целью обеспечения взаимозаменяемости приборов в процессе эксплуатации, сравнения приборов по точности, а также оценки технического состояния средств измерений при поверке. К основным МХ измерительных приборов относятся следующие.

Градуировочная характеристика – зависимость выходной величины СИ от входной, заданной в виде функции, графика или таблицы. Эта характеристика может иметь как линейный $y = kx$, так и нелинейный характер $y = f(x)$. Примером табличного задания градуировочной характеристики является, например, градуировочная таблица терморар, устанавливающая связь между её выходным напряжением измеряемой температурой.

Уравнение преобразования – математическая зависимость, связывающая выходную величину y с входной величиной x через конструктивные параметры прибора $a_1, a_2, \dots, a_j, \dots, a_n$:

$$y = f(x, a_1, \dots, a_j, \dots, a_n).$$

Если известна зависимость каждого параметра a_i от комплекса внешних эксплуатационных факторов ψ_j (температура, давление, влажность, электромагнитные поля, вибрации и т.д.):

$$a_i = F_i(\psi_1, \psi_2 \dots \psi_m),$$

то уравнение преобразования позволяет получить весьма детальную информацию о свойствах проектируемого устройства в реальных условиях применения, не прибегая к весьма дорогостоящему физическому эксперименту.

Уравнение преобразования, как правило, получают, исходя из анализа функциональной или принципиальной схемы устройства.

Рассмотрим методику получения функции преобразования на примере термоанемометра – прибора для измерения скорости воздушного потока.

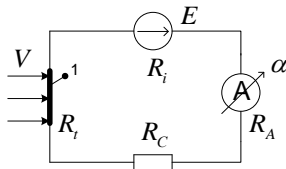


Рис. 1.19. Принципиальная схема термоанемометра:

R_t – платиновая проволока, R_i – внутренне сопротивление источника питания, R_c – сопротивление соединительных проводов

Термоанемометр представляет собой отрезок платиновой проволоки R_t , нагреваемый за счет протекающего тока. Если скорость воздушного потока равна $V = 0$, терморезистор находится в состоянии термодинамического равновесия и в его цепи протекает некоторый ток I_0 . Для уменьшения влияния температуры окружающей среды на точность работы прибора, терморезистор предварительно нагревают до высокой температуры $t = + 900 \dots + 1000$ °C).

Под действием набегающего воздушного потока происходит охлаждение терморезистора, а следовательно, и увеличение тока через амперметр. Уравнение преобразования в данном случае представляет собой зависимость угла отклонения стрелки амперметра от измеряемой скорости потока:

$$\alpha = \psi(V).$$

Последовательность измерительных преобразований скорости потока в угол отклонения стрелки прибора можно представить в виде:

$$V \rightarrow t^\circ \rightarrow R_t \rightarrow I \rightarrow \alpha,$$

где $t^0 = f(V)$ – известная зависимость температуры платинового терморезистора от температуры.

Определим отдельные операции измерительного преобразования в виде:

$R_t = R_0(1 + \beta t^0)$ – зависимость сопротивления терморезистора от температуры, где β – температурный коэффициент сопротивления; R_0 – сопротивление терморезистора при 0^0C .

$$I = \frac{E}{R_t + R_c + R_a + R_i} \text{ – ток, протекающий через амперметр;}$$

$\alpha = S_i I$ – зависимость показаний амперметра от измеряемого тока;

$$S_i = \frac{BnS}{W} = \text{const} \text{ – чувствительность магнитоэлектрического амперметра,}$$

где B – индукция в зазоре магнитной системы, n – число витков измерительной обмотки, S – площадь катушки, W – удельный противодействующий момент пружины (см. раздел 2.2.2).

Выполняя очевидные подстановки, получим уравнение преобразования прибора:

$$\alpha = \frac{BnSE}{W \{R_c + R_a + R_i + R_0 [1 + \alpha f(V)]\}}.$$

Последнее выражение связывает показания прибора с измеряемой скоростью и параметрами 10 элементов принципиальной схемы, что позволяет, в соответствии с рассмотренными ниже методиками, оценивать вклад погрешности изготовления каждого из них в суммарную погрешность измерения, а также рассчитать нормы точности их изготовления по заданной суммарной погрешности измерения.

Чувствительность преобразования – характеризует способность прибора реагировать на изменение входного сигнала. В общем случае чувствительность равна производной выходного сигнала по входному

$$S = \frac{dy}{dx}.$$

В частном случае при $y = k \cdot x$, $k = S = const$.

У приборов с нелинейной функцией преобразования чувствительность зависит от текущего значения измеряемой величины (рис. 1.20).

Из графика видно, что приборы с линейной функцией преобразования обладают постоянной чувствительностью во всем диапазоне преобразования, что позволяет измерять сверхмалые значения входных сигналов. В то же время приборы с нелинейной функцией преобразования, например, квадратичной, в области малых значений измеряемых сигналов имеют чувствительность, близкую к нулю. Остюда следует, что приборы с линейной функцией преобразования могут использоваться для измерения как в

области малых, так и в области больших входных сигналов, в то время как приборы с нелинейной функцией предназначены для измерения весьма больших значений измеряемых сигналов. Например, магнитоэлектрические амперметры с линейной функцией преобразования могут измерять ток в диапазоне от 10^{-9} нескольких десятков ампер, а электромагнитные амперметры с квадратичной функцией предназначены для измерения тока в диапазоне от 100 мА до 500 А.

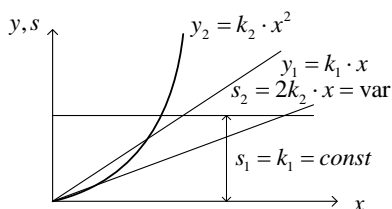


Рис. 1.20. Характеристики приборов с линейной y_1 и нелинейной y_2 функциями преобразования

Если прибор содержит n последовательно включенных блоков с чувствительностями $S_1, S_2 \dots S_n$, то

$$S_{\text{общ}} = \prod_{i=1}^n S_i, \quad (1.6.1)$$

где S_i — чувствительность отдельных блоков. Чувствительность приборов, содержащих цепь отрицательной обратной связи (рис. 1.21), по аналогии с выражением для коэффициента усиления усилителя с обратной связью K_{oc} (рис. 1.22):

$$K_{oc} = \frac{K_U}{1 + \beta K_U}, \quad (1.6.2)$$

где K_U — коэффициент усилителя без обратной связи, β — коэффициент передачи цепи обратной связи.

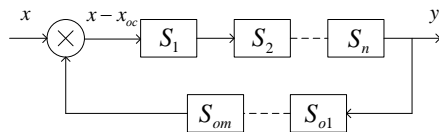


Рис. 1.21. Структурная схема прибора с каналом отрицательной обратной связи

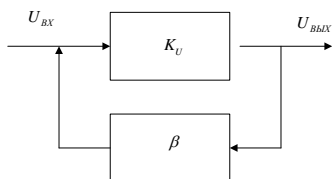


Рис. 1.22. Схема усилителя с отрицательной обратной связью

С учетом (1.6.1) и (1.6.2) общая чувствительность для схемы на рис. 1.21 будет равна

$$S_{\text{общ}} = \frac{\prod_{i=1}^n S_i}{1 + \prod_{i=1}^n S_i \cdot \prod_{j=1}^m S_{0j}},$$

$$K_U \rightarrow \prod_{j=1}^n S_j, \quad \beta \rightarrow \prod_{j=1}^m S_{0j},$$

где $\prod_{j=1}^m S_{0j}$ – чувствительность цепи отрицательной обратной связи.

Порог чувствительности – минимальное значение входного сигнала, которое может быть зарегистрировано измерительным прибором, без каких либо дополнительных устройств. Для стрелочного прибора под порогом чувствительности следует понимать цену деления шкалы прибора на самом младшем диапазоне измерения; для осциллографа – это 1/10 цены деления в режиме макси-

мальной чувствительности (минимального значения коэффициента вертикального отклонения); для цифрового вольтметра – значение входного сигнала, соответствующее появлению единицы в самом младшем разряде выходного десятичного кода измеряемого напряжения.

Основная погрешность измерений – погрешность прибора в нормальных условиях эксплуатации.

Под нормальными условиями понимается комплекс внешних эксплуатационных факторов – температуры, атмосферного давления, влажности, электромагнитных полей, механических воздействий и др., значения которых для данного типа приборов оговорены в соответствующем стандарте.

Например, для авиационных измерительных преобразователей нормальными условиями являются:

- температура окружающей среды $+25\pm 10^{\circ}\text{C}$;
- атмосферное давление 750 ± 30 мм. рт. ст.;
- относительная влажность $65\pm 15\%$;
- номинальные значения амплитуды и частоты напряжения питания;
- отсутствие виброударных нагрузок;
- нормальное (рабочее) положение в пространстве;
- отсутствие внешних электрических и магнитных полей (кроме земного).

Дополнительная погрешность – вызвана отклонением внешних эксплуатационных факторов от нормальных значений. В этом случае говорят о дополнительной температурной, барометрической, вибрационной погрешностях и др.

Диапазон измерения – область значений измеряемой величины, для которой нормированы допускаемые пределы погрешности измерения.

Верхний предел измерения – наибольшее значение диапазона измерения.

Цена деления шкалы – разность значений измеряемых величин, соответствующих двум соседним делениям шкалы. В многопредельных приборах цена деления на совпадает с порогом чувствительности прибора соответствующем диапазоне измерения.

Класс точности – это обобщенная характеристика точности прибора, которая определяется пределами его основной и дополнительной погрешностей, а также другими факторами, влияющими на его точность. К таким факторам обычно относят износ и старение элементов конструкции и принципиальной схемы прибора. Класс точности не определяет погрешность каждого конкретного измерения, он характеризует метрологические свойства прибора в целом. По классу точности можно сравнивать между собой приборы, предназначенные для измерения одних и тех же физических величин, но выполненных на разных физических принципах.

Существует несколько способов расчета класса точности приборов. Пусть суммарная погрешность носит *аддитивный* характер. В этом случае класс точности рассчитывается по приведенной погрешности:

$$P_1 = \frac{\Delta x}{x_N} \cdot 100\% ,$$

где x_N – нормирующее значение входного сигнала.

Для средств измерений с равномерной или степенной шкалой x_N принимают равным:

– большему из пределов измерения, если нулевая отметка находится на краю диапазона измерений;

– сумме модулей пределов измерения, если нулевая отметка находится внутри диапазона измерения.

Число, определяющее класс точности, выбирается путем округления расчетного значения приведенной погрешности до ближайшего большего числа из стандартного ряда чисел:

$$q_1 = \{1 \cdot 10^n, 1.5 \cdot 10^n, 2 \cdot 10^n, 2.5 \cdot 10^n, 4 \cdot 10^n, 5 \cdot 10^n, 6 \cdot 10^n\}.$$

Пусть, например, $P_1 = 1.47\%$. Ближайшим числом из стандартного ряда чисел является $1.5 \cdot 10^0\%$. Условное обозначение класса точности: 1.5.

Если в структуре общей погрешности преобладает мультипликативная составляющая, то нормирование осуществляется по относительной погрешности

$$P_2 = \frac{\Delta_M}{x} \cdot 100\% = \frac{\gamma_s \cdot x}{x} \cdot 100\% = \gamma_s \%,$$

где γ_s – относительное изменение чувствительности. Найденное значение γ_s также округляется до ближайшего большего числа из стандартного ряда чисел. Пример обозначения класса точности для второго случая: $\textcircled{1,5}$.

Если аддитивная и мультипликативная погрешности прибора соизмеримы, т.е. $\Delta x_0 \approx \gamma_s \cdot x$, то класс точности рассчитывается по относительной погрешности и выражается формулой:

$$q_3 = \pm \left[c + d \left(\left| \frac{x_m}{x} \right| - 1 \right) \right],$$

где $c = \gamma_s + d$, $d = \frac{\Delta x_0}{x_{Max}} 100\%$, d – приведенная аддитивная погрешность прибора, x_m – верхний предел измерения, x – текущее значение измеряемой величины.

Отметим, что класс точности в этом случае является не числом, а функцией от текущего значения измеряемой величины. Если $x \rightarrow x_m$, то $q_3 \rightarrow \gamma_s + d$. Поэтому предел измерения следует выби-

рать так, чтобы показания располагались в последней трети шкалы прибора, в которой $x \rightarrow x_m$, а $q_3 \rightarrow \gamma_s + d$.

В этом случае класс точности обозначается дробью: c/d , где c, d – числа, выбираемые из стандартного ряда чисел. Если, например, $c = 0.1\%$ и $d = 0.05\%$, то обозначение класса точности выглядит следующим образом: $0.1/0.05$.

Частотный диапазон прибора – это диапазон частот, внутри которого погрешность, вызванная изменением частоты входного сигнала, не превышает допустимого значения.

Вариация показаний прибора – это максимально возможная разница между двумя отдельными измерениями одного и того же значения измеряемой величины при подходе к нему со стороны сначала меньших, затем больших значений. Причиной вариации показаний являются всевозможные гистерезисные явления в кинематических, магнитных, электрических и электронных цепях приборов.

На рис. 1.23 приведена амплитудная характеристика электронного компаратора. Напряжение гистерезиса равно разности между напряжением срабатывания и отпускания $\Delta U_r = U_{ср} - U_{отп}$. В данном случае гистерезис необходим для предотвращения генерации («дребезга» выходного сигнала) при переходе из «1» в состояние «0» и наоборот. Для этого величина гистерезиса должна быть несколько больше амплитуды шума $U_{ш}$, содержащегося во входном сигнале. Однако введение гистерезиса приводит к тому, характеристики преобразования при увеличении и уменьшении входного сигнала не совпадают между собой, что является одним из источников погрешности цифровых приборов.

Статическая погрешность прибора – это погрешность прибора в установившемся режиме, когда все переходные процессы закончены.

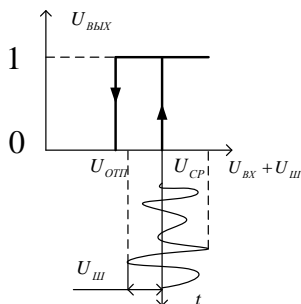


Рис. 1.23. Амплитудная характеристика электронного компаратора

Время измерения – интервал времени, затрачиваемый на одно измерение. Для аналоговых приборов с аperiodической формой переходного процесса этот интервал равен $3-5\tau$, где τ – постоянная времени прибора; для цифровых приборов он равен длительности одного цикла измерения.

Динамическая погрешность – разность между текущим значением выходного сигнала прибора в переходном режиме и его установившимся значением $\Delta y_{\delta} = y(t) - y_{уст}$ (рис. 1.24). Переходный процесс можно считать законченным в момент его входа в полосу статической погрешности $2\Delta_{СТ}$.

Среднюю оценку динамической погрешности за время установления показателей можно вычислить двумя способами:

$$\Delta y_{\delta 1} = \frac{1}{T_{уст}} \int_0^{T_{уст}} \Delta y_{\delta 1}(t) dt \quad \text{– для аperiodического переходного}$$

процесса;

$$\Delta y_{\delta 2} = \pm \sqrt{\frac{1}{T_{уст}} \int_0^{T_{уст}} \Delta y_{\delta 2}^2(t) dt} \quad \text{– для колебательного переходного}$$

процесса.

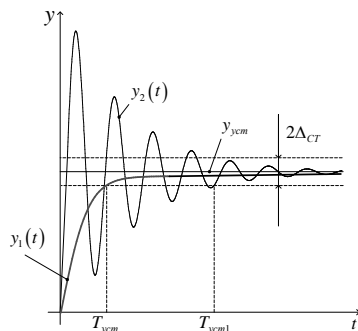


Рис. 1.24. К определению динамической погрешности измерения для аperiodического $y_1(t)$ и колебательного затухающего $y_2(t)$ переходных процессов

К категории динамических погрешностей относится также *погрешность датирования отсчета* $\Delta U_\tau(t)$ в цифровых измерительных приборах. Она обусловлена, с одной стороны, конечностью времени измерения $t_{изм}$, а с другой – изменением самой измеряемой величины в течение времени (цикла).

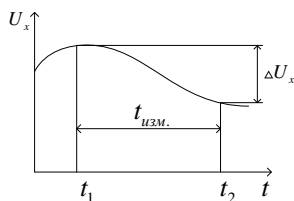


Рис. 1.25. Определение погрешности датирования отсчета

Входное сопротивление прибора – в общем случае определяется как отношение входного напряжения прибора к входному току: $R_{BX} = U_{BX} / I_{BX}$. Входное сопротивление характеризует степень влияния прибора на энергетический режим работы цепи, в которой производится измерение. Для уменьшения этого влияния необхо-

димо, чтобы R_{BX} вольтметров стремилось к бесконечности, а R_{BX} амперметров – к нулю.

Выходное сопротивление прибора – представляет собой отношение выходного напряжения прибора к выходному току:

$$R_{ВЫХ} = U_{ВЫХ} / I_{ВЫХ} .$$

Входное сопротивление определяет условия неискаженной передачи выходного сигнала измерительного устройства, например, датчика, на вторичный измерительный преобразователь. В схеме измерительного усилителя (рис. 1.26) неискаженная передачи напряжения осуществляется :

- от источника E_{BX} на входное сопротивление R_{BX} при $R_{BX} \gg R_i$;
- от источника $E_{ВЫХ}$ на сопротивление нагрузки R_H при $R_H \gg R_{ВЫХ}$.

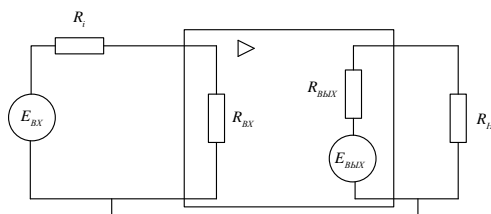


Рис. 1.26. К определению входного и выходного сопротивлений

Условия неискаженной передачи тока неискаженной передачи тока:

- от источника E_{BX} на входное сопротивление R_{BX} при $R_{BX} \ll R_i$;
- от источника $E_{ВЫХ}$ на сопротивление нагрузки R_H при $R_H \gg R_{ВЫХ}$.

При передаче мощности должны выполняться следующее условие $R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{И}}$.

1.7 МЕТОДЫ ОЦЕНКИ СЛУЧАЙНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЙ

Существует несколько подходов к оценке случайных погрешностей, основанных на методах теории вероятностей, математической статистики и теории информации. Эти подходы применяются как при обработке результатов измерительного эксперимента, так и на этапе метрологического анализа проектируемых измерительных устройств. В общем случае результат измерения можно представить в виде

$$x = x_{\text{И}}^* + \sqrt{\Delta x_{\text{СИСТ}}^2 + \Delta x_{\text{СЛ}}^2},$$

где $\Delta x_{\text{СИСТ}}$ – систематическая погрешность измерения, $\Delta x_{\text{СЛ}}$ – случайная погрешность измерения, $x_{\text{И}}^*$ – оценка истинного значения измеряемой величины.

Случайную погрешность i -го измерения можно выразить как

$$\Delta x_i = \sqrt{(x_i - x_{\text{И}}^*)^2 - \Delta x_{\text{СИСТ}}^2}.$$

В общем систематическая составляющая обусловлена классом точности прибора, погрешностью метода, используемых образцовых мер и другими факторами. В этом случае все составляющие систематической погрешности рассматривают как случайные величины, а результирующую погрешность находят по выражению

$$\Delta_{\text{СИСТ}} = k_p \sqrt{\sum_{i=1}^m (\Delta_{i\text{СИСТ}})^2}, \quad k_p = 1, 1, \dots, 1, 4.$$

В качестве оценки истинного значения используют среднее значение по всем результатам

$$x_{II}^* = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i .$$

Точечная оценка. При использовании точечной оценки случайная погрешность Δx задается двумя числами: $m_{\Delta x}^*$ – математическим ожиданием и $\sigma_{\Delta CP}^*$ – среднеквадратическим отклонением (с.к.о.).

Математическое ожидание погрешности вычисляется по формуле:

$$m_{\Delta x}^* = \sum_{i=1}^n \Delta x_i P_i ,$$

где P_i – вероятность появления i -того значения случайной погрешности Δx_i ,

$$P_i = \frac{k}{n} ,$$

где k – число реализаций i -того значения случайной погрешности по результатам n измерений.

Среднеквадратическое значение случайной погрешности вычисляется по формуле:

$$\sigma_{\Delta x}^* = \pm \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\Delta x_i - m_{\Delta x}^*)^2}{(n-1)}} = \pm \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n \binom{0}{\Delta x_i}}{n-1}} ,$$

где $\binom{0}{\Delta x_i} = \Delta x_i - m_{\Delta x}^*$ – центрированное значение случайной погрешности.

Отметим, что если каждое значение реализуется только один раз в серии из n измерений, то все вероятности $P_i = \frac{1}{n}$. В этом случае математическое ожидание погрешности будет равно нулю, а среднеквадратическое отклонение вычисляются по формуле:

$$\sigma_{\Delta x}^* = \pm \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\Delta x_i)^2}{n-1}}.$$

В ходе проектирования средств измерений на основании ранее полученных экспериментальных данных или теоретических исследований задаются аналитической зависимостью плотности распределения случайной погрешности $f(\Delta x)$, используя которую вычисляют ее математическое ожидание:

$$m_{\Delta x} = \int_{-\infty}^{\infty} \Delta x f(\Delta x) d\Delta x$$

и среднеквадратическое отклонение:

$$\sigma_{\Delta x} = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} (\Delta x)^2 f(\Delta x) d\Delta x}.$$

Чаще всего на практике имеют дело с нормальным законом распределения.

Интервальная оценка случайной погрешности задается двумя числовыми характеристиками. Первая из них – *доверительный интервал* – характеризует границы симметричного $\pm \Delta x_{дог}$ или несимметричного $[\Delta x_{\min}, \Delta x_{\max}]_{дог}$ интервала, в который попадают все значения случайной погрешности. Вторая оценка – *доверительная вероятность* $P_{дог}$ – определяется значением вероятности

попадания всех значений случайной погрешности в установленный доверительный интервал.

Пусть погрешность подчинена симметричному равномерному закону с плотностью распределения вида (рис. 1.27).

$$f(\Delta x) = \begin{cases} \frac{1}{2\Delta x_m} \text{ при } |\Delta x| \leq \Delta x_m \\ 0 \text{ при } |\Delta x| > \Delta x_m \end{cases}.$$

В этом случае все значения погрешностей укладываются в интервал $\Delta_{\text{доп}} = \pm \Delta x_m$ с доверительной вероятностью $P_{\text{доп}}(|\Delta x| \leq |\Delta x_m|) = 1$.

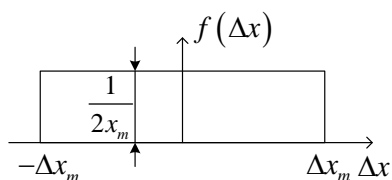


Рис. 1.27. График плотности равномерного распределения случайной погрешности

Однако на практике часто встречаются законы распределения, у которых ветви распределения уходят в $\pm\infty$. При таких законах нельзя указать конечную ширину доверительного интервала, в которой с вероятностью равной единице попадали бы все значения случайных погрешностей. В этом случае при любом конечном доверительном интервале всегда существует, хотя бы и ничтожно малая, но конечная вероятность выхода погрешности за границы этого интервала.

В общем случае для произвольного закона распределения:

$$P(\Delta x_{\min} \leq \Delta x \leq \Delta x_{\max}) = \int_{\Delta x_{\min}}^{\Delta x_{\max}} f(\Delta x) d\Delta x.$$

С помощью данного уравнения для нормального закона получены следующие интервальные оценки:

$$\begin{aligned}\Delta_{\text{дог}} &= \pm \sigma_{\Delta x}, P_{\text{дог}} = 0,68; \\ \Delta_{\text{дог}} &= \pm 2\sigma_{\Delta x}, P_{\text{дог}} = 0,9; \\ \Delta_{\text{дог}} &= \pm 3\sigma_{\Delta x}, P_{\text{дог}} = 0,997.\end{aligned}$$

Значение погрешности $\pm 3\sigma_{\Delta x}$ называют еще практически предельным значением или допуском.

В основе *информационного подхода* к оценке случайных погрешностей измерения лежит понятие энтропии сигнала (или сообщения), как меры его неопределенности [4]. Энтропия непрерывной случайной величины:

$$H(x) = - \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \cdot \ln f(x) dx, \quad (1.7.1)$$

где $f(x)$ – плотность распределения измеряемого сигнала.

Для дискретной случайной величины:

$$\tilde{H}(x) = - \sum_{i=1}^n P_i \cdot \ln P_i,$$

где P_i – вероятность появления i -го события (значения измеряемой величины).

Если измерения проводятся без погрешностей, то количество информации I , получаемое в результате такого опыта, численно равно энтропии измеряемого сигнала:

$$I = H(x).$$

Если измерения проводятся с погрешностью, то количество информации равно убыли неопределенности до и после измерения:

$$I = H(x) - H(\Delta),$$

где $H(\Delta)$ – остаточная неопределенность результата, вызванная погрешностью измерения. Пусть погрешность подчинена равномерному закону распределения (1.27), тогда в соответствии с формулой (1.7.1) получим:

$$H_p = - \int_{-\Delta x_m}^{+\Delta x_m} \frac{1}{2\Delta x_m} \cdot \ln \left(\frac{1}{2\Delta x_m} \right) d\Delta x_m = \ln 2\Delta x_m. \quad (1.7.2)$$

Пусть теперь погрешность подчинена произвольному закону распределения. Приравняем формально энтропию погрешности с произвольным законом распределения к энтропии погрешности с равномерным законом распределения

$$\ln 2\Delta x_m = H(\Delta x).$$

Решая полученное уравнения относительно Δx_m , получим:

$$\Delta x_m = \frac{1}{2} e^{H(x)} = \Delta x_{\mathfrak{E}} \quad (1.7.3)$$

Найденное по (1.7.3) значение называется *энтропийным значением погрешности*.

Определение. Под энтропийным значением погрешности с произвольным законом распределения понимается такое значение погрешности с равномерным законом распределения, которое вносит в результат измерения точно такое же количество дезинформации, как и погрешность с заданным произвольным распределением.

Использование энтропийного значения позволяет заменить погрешность с произвольным законом, погрешностью с эквивалентным по дезинформационному воздействию равномерным законом распределения с четко очерченными границами $\pm \Delta x_{\mathfrak{E}}$.

Отношение $K_{\text{э}} = \frac{\Delta x_{\text{э}}}{\sigma_{\Delta x}}$, где $\sigma_{\Delta x}$ – среднее квадратическое отклонение, получило название *энтропийного коэффициента*, значение которого зависит от вида распределения (рис. 1.28). Энтропийный коэффициент максимален при нормальном законе распределения $K_{\text{э}} \approx 2,07$. Для симметричного экспоненциального распределения он равен $K_{\text{э}} \approx 1,95$, треугольного – $K_{\text{э}} \approx 1,92$, равномерного – $K_{\text{э}} \approx 1,92$, арксинусоидального – $K_{\text{э}} \approx 0,8 \div 1,1$. Распределения, у которых $K_{\text{э}} > 1,7$, относятся к классу высокоэнтропийных распределений. Их особенность состоит в том, что при суммировании результирующее распределение также относится к классу высокоэнтропийных.

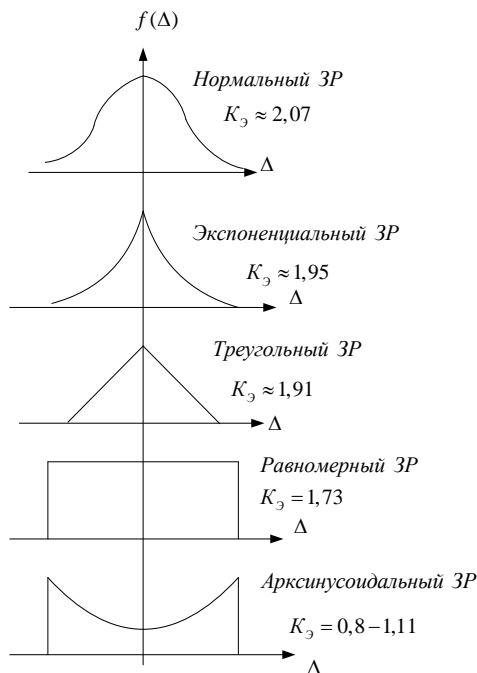


Рис. 1.28. Виды законов распределения и их энтропийные коэффициенты

1.8 ОБЩИЕ ПРАВИЛА СУММИРОВАНИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЙ

Правила суммирования погрешностей основываются на известном из теории вероятностей правиле нахождения дисперсии суммы двух случайных величин:

$$\sigma^2(x_1 + x_2) = \sigma_{x_1}^2 + \sigma_{x_2}^2 + 2\rho \cdot \sigma_{x_1} \sigma_{x_2},$$

где ρ – коэффициент корреляции случайных величин x_1 и x_2 , $\rho = [-1; 1]$.

Для независимых случайных погрешностей коэффициент корреляции $\rho = 0$, следовательно с.к.о. суммарной погрешности равно геометрической сумме составляющих:

$$\sigma(x_1 + x_2) = \sqrt{\sigma_{x_1}^2 + \sigma_{x_2}^2}.$$

Если составляющие жёстко коррелированы ($\rho = \pm 1$), то составляющие суммируются алгебраически с учетом знака:

$$\sigma(x_1 + x_2) = \sigma_{x_1} \pm \sigma_{x_2}.$$

В соответствии с приведенными формулами если на результат измерения оказывает влияние n случайных, независимых центрированных погрешностей, то суммарная случайная погрешность определяется по правилам геометрического суммирования:

$$\Delta x_{ca}^{\circ} = \pm \sqrt{\sum_{i=1}^n \Delta x_{ca_i}^2}.$$

Если отдельные составляющие случайной погрешности оказывают неодинаковое влияние на результирующую погрешность, то суммирование ведется с учетом коэффициентов влияния a_i :

$$\Delta x_{\text{сл}}^{\circ} = \pm \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(a_i \cdot \Delta x_{\text{сл}_i}^{\circ} \right)^2},$$

где a_i определяется по уравнению преобразования прибора (см. раздел 1.6):

$$y = f(x, a_1 \dots a_n).$$

Если погрешности заданы в абсолютной размерности, то

$$a_i = \frac{df}{da_i}.$$

Для относительных и приведенных погрешностей:

$$a_i = \frac{df}{da_i} \frac{a_H}{f_H},$$

где x_i – конструктивный параметр прибора, а x – измеряемая величина, a_H – номинальное значение конструктивного параметра прибора, f_H – номинальное значение функции преобразования. Как правило, $f_H = f(x_m)$

Если на результат измерения оказывают влияние n систематических составляющих, значение и знак которых заранее известны, то общая систематическая погрешность равна алгебраической сумме:

$$\Delta x_{\text{сист}} = \sum_{i=1}^m \Delta x_{\text{сист}_i}.$$

Если на результат измерения одновременно оказывают влияние и систематическая, и случайная составляющие, то общая погрешность вычисляется по правилам геометрического суммирования

$$\Delta_{\text{общ}} = \sqrt{\Delta x_{\text{сл}}^2 + \Delta_{\text{сист}}^2}.$$

Описанные правила распространяются на погрешности, распределенные по нормальному закону распределения, для которого оценки случайной погрешности в виде дисперсии и математического ожидания являются оптимальными.

1.9 ПОГРЕШНОСТИ КОСВЕННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

При косвенных измерениях искомая величина A находится по известной математической зависимости между величинами – аргументами $A = f(x, y, \dots, t)$. Естественно предположить, что погрешность измерения величины A является некоторой функцией от погрешностей измерения аргументов:

$$\Delta_A = F(\Delta x, \Delta y, \dots, \Delta t).$$

Рассмотрим наиболее простой случай, когда измеряемая величина является функцией одной переменной $A = f(x)$, а затем распространим полученный результат на случай функции многих переменных. Результат измерения величины A представим в виде:

$$A + \Delta_A = f(x + \Delta x),$$

где Δ_A – абсолютная погрешность измерения параметра A , Δ_x – погрешность измерения аргумента x . Разложив правую часть выражения в ряд Тейлора, и ограничившись членами, содержащими Δx в первой степени, получим:

$$f(x + \Delta x) \approx f(x) \pm \frac{\partial f}{\partial x} \Delta x = A + \Delta_A,$$

откуда $\Delta A = \pm \frac{\partial f}{\partial x} \Delta x$. В общем случае, когда A является функцией многих переменных, суммарная абсолютная *систематическая* погрешность ΔA может быть найдена:

$$\Delta A_{\text{сум}} = \frac{\partial f}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial f}{\partial y} \Delta y + \dots + \frac{\partial f}{\partial t} \Delta t = \sum_{i=1}^n \frac{\partial f}{\partial x_i} \Delta x_i, \quad (1.9.1)$$

где Δx , Δy , Δt – систематические погрешности измерения параметров x, y, \dots, t .

Если погрешности измерения аргументов x, y, \dots, t имеют *случайный* характер, то суммирование производится геометрически:

$$\Delta A_{\text{сл}} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f}{\partial x} \Delta x_{\text{сл}i} \right)^2}.$$

Относительная погрешность:

$$\gamma_A = \frac{\Delta A}{f(x^*, y^* \dots t^*)},$$

где x^* , y^* , t^* – результаты однократных измерений аргументов.

Если систематическая и случайная составляющие одного порядка, то общая погрешность находится также путем их геометрического суммирования

$$\Delta A_{\text{общ}} = \sqrt{(\Delta A_{\text{сл}})^2 + (\Delta A_{\text{сум}})^2}.$$

Пример 1.5. Рассчитать погрешность косвенного измерения активного сопротивления R , если с помощью амперметра измерен ток I , протекающий через него, а с помощью вольтметра измерено падение напряжения U на нем. Заданы приведенные погрешности

приборов γ_A и γ_V , а также их верхние пределы измерения I_m и U_m . Погрешности приборов носят систематический характер. Для вычисления искомого значения измеряемого сопротивления воспользуемся формулой закона Ом: $R = U/I$.

Решение. Согласно (1.9.1) для определения суммарной погрешности необходимо из условий задачи определить частные производные $\frac{dR}{dU}$, $\frac{dR}{dI}$, а также абсолютные погрешности измерения тока ΔI и напряжения ΔU . Вычислим частные производные: $\frac{dR}{dU} = \frac{1}{I}$, $\frac{dR}{dI} = -\frac{U}{I^2}$. Абсолютные погрешности найдем по заданным приведенным погрешностям приборов:

$$\Delta U = \gamma_U U_m, \Delta I = \gamma_A I_m.$$

Подставляя найденные значения производных и погрешностей в выражение (1.8.4) получим:

$$\Delta R = \frac{\Delta U}{I^*} - \frac{U \Delta I}{I^{*2}}.$$

Относительная погрешность косвенного измерения:

$$\gamma_R = \frac{\Delta R}{R^*} 100\% = \frac{I^* \Delta U - U^* \Delta I}{I^* U^*},$$

где I^*, U^* – результаты измерения тока и напряжения.

1.10 МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

1.10.1 Обработка результатов прямых однократных измерений

В исследовательской и инженерной практике чаще всего применяются однократные равноточные измерения искомого параметра, при которых общая погрешность измерения не должна превосходить некоторого значения, установленного техническими условиями [3]. Однократные измерения эффективны в том случае, когда неисключенные систематические погрешности, например, класс точности, заведомо больше случайной. Практически это условие выполняется, если доверительный интервал случайной погрешности в 2...4 раза меньше систематической, что можно подтвердить (или опровергнуть!), выполнив пробные многократные измерения. Поскольку измерение выполняется квалифицированным оператором, как правило, в лабораторных (нормальных) условиях, при однократных измерениях пренебрегают дополнительными и субъективными погрешностями. С учетом указанных допущений результат однократного измерения можно записать в виде $x = x_{cu} \pm \Delta_{\Sigma}$, где $\Delta_{\Sigma} = \sqrt{\Delta_{cu}^2 + \Delta_{мет}^2}$ – суммарная погрешность, определяемая классом точности Δ_{cu} и методической погрешностью $\Delta_{мет}$, x_{cu} – результат, зафиксированный СИ.

Для исключения промахов при однократных измерениях, делают 2-3 измерения и за результат принимают среднее значение. Предельная погрешность однократных измерений определяется в основном классом точности прибора Δ_{cu} . При этом считают, что систематическая составляющая $\Delta_{СИСТ} \leq 0.3\Delta_{cu}$, а случайная $\Delta_{сл}^0 \leq 0.4\Delta_{cu}$. Учитывая, что $\Delta_{ИЗМ} = \pm(\Delta_{СИСТ} + \Delta_{сл}^0)$ реальная суммарная погрешность однократного измерения не превосходит значения $0,7\Delta_{cu}$.

1.10.2 Выявление и исключение грубых погрешностей (промахов)

Для выявления грубых промахов измерений на практике часто используют так называемый Q – критерий (другое название – критерий Диксона.). Рассмотрим процедуру расчетов. Сначала экспериментальные данные располагаются в вариационный ряд по возрастанию их величины. Затем вычисляются значения Q – критерия для каждой соседней пары результатов измерений:

$$Q = \frac{x_i - x_{i+1}}{R},$$

где x_i, x_{i+1} – соседние результаты измерений. R – размах варьирования, т.е. разность между наибольшим и наименьшим значениями (табл. 1.2). Если $Q < Q_{табл}$, то результат измерения остается, где $Q_{табл}$ – табличные (справочные) значения критерия. Если $Q \geq Q_{табл}$ то результат не принимается в расчет. Табличное значение выбирается с учетом числа измерений и требуемой вероятности выявления промаха. Например при числе измерений $n = 6$ и доверительной вероятности $P_{дов} = 0,95$ критерием промаха является значение вычисленного критерия $Q \geq 0,64$.

Таблица 1.2. Числовые значения Q -критерия

Число измерений	Доверительная вероятность		
	0,90	0,95	0,99
3	0,90	0,95	0,99
4	0,94	0,98	0,99
5	0,76	0,85	0,93
6	0,64	0,73	0,82
7	0,56	0,64	0,74
8	0,51	0,59	0,68
9	0,47	0,54	0,63
10	0,44	0,51	0,60

1.10.3. Внесение поправок и оценка неисключенной систематической погрешности

Внесение поправок в результат является наиболее распространенным способом исключения систематической погрешности (НСП) $\Delta_{\text{сист}}$. Поправка численно равна значению систематической погрешности, противоположна ей по знаку и алгебраически суммируется с результатом измерения:

$$П = -\Delta_{\text{СИСТ}}.$$

Однако $\Delta_{\text{СИСТ}}$, а следовательно, и $П$ в зависимости от условий измерения может рассматриваться либо как детерминированная, либо как случайная величина. Например, если погрешность определяется только погрешностью СИ, то $\Delta_{\text{СИСТ}}$ – величина детерминированная. Если известен лишь диапазон изменения $\Delta_{\text{СИСТ}}$, то она учитывается как случайная величина.

Отложим отрезок на числовой оси Ox , численно равный показанию прибора $x_{\text{СИ}}$ (рис. 1.29). Пусть значение систематической погрешности отрицательно. Тогда действительное значение измеряемой величины можно получить в результате суммирования поправки $П$ с показаниями прибора.

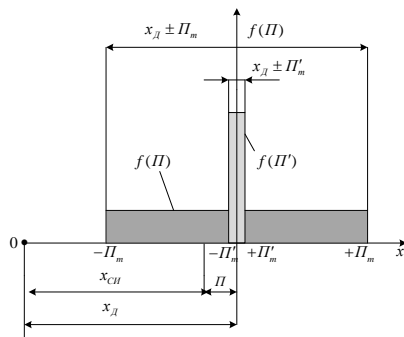


Рис. 1.29. Закон распределения систематической погрешности

$$x_d = x_{СИ} + П.$$

Пусть поправка подчинена равномерному закону распределения (рис. 1.29).

$$f(П) = \begin{cases} \frac{1}{2П_m} & \text{при } |П| \leq П_m \\ 0 & \text{при } |П| > П_m \end{cases}.$$

Из рисунка видно, что поправку целесообразно вводить лишь в том случае, когда ее среднеквадратическое значение много меньше ее математического ожидания. В противном случае поправка только увеличит неопределенность результата измерений.

Если систематические погрешности невозможно исключить, то дают оценку доверительных границ неисключенной составляющей погрешности (НСП). НСП результата измерения образуется из составляющих НСП метода измерения, СИ или других источников. Неисключенные систематические погрешности обусловлены, в частности, классом точности СИ, методической погрешностью измерений, а также неточностью изготовления образцовых мер, используемых при измерении.

При оценке границ НСП в соответствии с ГОСТ 8.207-76 её составляющие рассматривают как случайные величины, распределенные по равномерному закону. В этом случае границы результирующей НСП θ результата измерения можно вычислить по формуле:

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

где θ_i , – граница i -й составляющей НСП; k – коэффициент, определяемый принятой доверительной вероятностью P . Если число суммируемых НСП более четырех ($m > 4$), то коэффициент k выбирается из таблицы 1.3.

Если число суммируемых погрешностей $m \leq 4$, то коэффициенты k определяют по графику на рис. 1.30, где $l = \theta_1/\theta_2$ [3].

Таблица 1.3. Зависимость значения коэффициента от доверительной вероятности

P	0,9	0,95	0,98	0,99
k	0,95	1.1	1.3	1.4

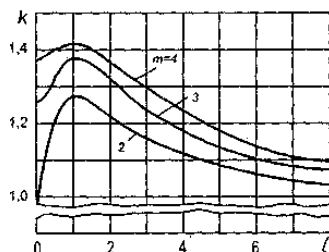


Рис. 1.30. График зависимости $k = f(m, l)$

При трех или четырех слагаемых в качестве θ_1 принимают наибольшее значение НСП, а в качестве θ_2 — ближайшую к ней составляющую. Доверительную вероятность для вычисления границ НСП принимают той же, что и при вычислении доверительных границ случайной погрешности результата измерения.

При наличии нескольких источников неисключенной составляющей погрешности СКО суммарной НСП определяется как:

$$\sigma_{нсп} = \frac{\theta}{\sqrt{3}}.$$

1.10.4 Обработка прямых многократных измерений

Последовательность обработки результатов измерений включает следующие этапы:

- исключают промахи с использованием критерия Диксона;
- если возможно, исключают систематическую погрешность путем введения поправок.

Как уже отмечалось, поправку целесообразно вводить в том случае, если её среднеквадратическое значение (размах) много меньше математического ожидания (среднего значения).

- вычисляют среднее значение x_{cp} результатов серии измерений по формуле:

$$x_{cp} \approx \bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i .$$

Величина x_{cp} , полученная для одной серии измерений, является случайным приближением к истинному значению. Поэтому для оценки ее возможных отклонений вычисляют выборочное СКО среднего значения σ_x по результатам k серий измерения:

$$\sigma_{x_{cp}} = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^n (x_{cpi} - x_{cp}^*)^2}{n(n-1)}} ,$$

где x_{cpi} – среднее значение i -той серии, $i=1..n$, $x_{cp}^* = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n x_{cpj}$ – оценка математического ожидания среднего значения по k сериям измерений.

- при заданном значении доверительной вероятности $P_{\text{доп}}$ и числе измерений n по таблицам определяют коэффициент Стьюдента t_p ;

- находят границы доверительного интервала $\Delta = \pm t_p \sigma_{x_{cp}}$;

Если величина доверительного интервала $\overset{\circ}{\Delta}$ сравнима с абсолютным значением погрешности прибора, то величину Δ_{cu} считают неисключенной систематической составляющей и в качестве доверительного интервала выбирают величину, определяемую как неисключенной систематической составляющей, так и доверительным интервалом:

$$\Delta_{\Sigma} = \sqrt{\left(\overset{\circ}{\Delta}\right)^2 + (0,65\Delta_{cu})^2}.$$

Окончательный результат записывают в виде:

$$x = x_{cp} \pm \Delta_{\Sigma}, P_{\text{ДОВ}}.$$

Результат измерения должен оканчиваться цифрой того же разряда, что и погрешность.

1.11 ПОГРЕШНОСТИ ПРИБОРОВ С РАЗЛИЧНЫМИ СХЕМАМИ ВКЛЮЧЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

1.11.1 Последовательное включение измерительных преобразователей

Рассмотрим схему прибора, состоящего из трех последовательно соединенных линейных измерительных преобразователей с чувствительностями S_1, S_2, S_3 (рис. 1.31).

В общем случае выходная величина:

$$y = y_H + \Delta y = y_{3н} + \Delta y, \quad (1.11.1)$$

где y_H – часть выходного сигнала, определяемая номинальной функцией преобразования, а Δy – суммарная абсолютная погреш-

ность, приведенная к выходу цепи, $\Delta y_{1,2,3}$, – абсолютные систематические погрешности отдельных измерительных преобразователей.

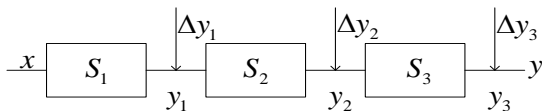


Рис. 1.31. Структурная схема прибора с последовательным соединением измерительных преобразователей

Выходные сигналы измерительных преобразователей можно представить в виде:

$$y_1 = y_{1H} + \Delta y_1,$$

$$y_2 = y_{2H} + S_2 \cdot \Delta y_1 + \Delta y_2,$$

$$\begin{aligned} y_3 &= y_{3H} + (S_2 \cdot \Delta y_1 + \Delta y_2) \cdot S_3 + \Delta y_3 = \\ &= y_{3H} + S_2 S_3 \Delta y_1 + S_3 \Delta y_2 + \Delta y_3. \end{aligned} \quad (1.11.2)$$

Сравнивая формулы (1.11.1) и (1.11.2) для y и y_3 , получим выражение для суммарной погрешности:

$$\Delta y = S_2 S_3 \Delta y_1 + S_3 \Delta y_2 + \Delta y_3. \quad (1.11.3)$$

Отсюда видно, что суммарная систематическая погрешность на выходе цепи с последовательным соединением измерительных преобразователей равна сумме пересчитанных к выходу погрешностей отдельных измерительных преобразователей. Как видно из приведенных выражений, при $S_2 \gg 1, S_3 \gg 1$ наибольший вклад в результирующую погрешность вносит погрешность первого измерительного преобразователя. Поэтому к нему предъявляются наивысшие требования по точности и стабильности преобразования.

Общая погрешность измерения может быть пересчитана ко входу прибора:

$$\Delta x = \frac{\Delta y}{S_1 S_2 S_3} = \Delta x_1 + \frac{1}{S_1} \Delta x_2 + \frac{1}{S_1 S_2} \Delta x_3 .$$

Получим выражение для расчета суммарной приведенной систематической погрешности. Пусть входной сигнал изменяется в диапазоне $0 \dots x_m$. Это позволяет представить максимальное значение сигнала на выходе в виде ряда тождественных выражений:

$$y_{Max} = S_2 S_3 y_{1max} = S_3 y_{2max} = y_{3max} . \quad (1.11.4)$$

Согласно определению приведенной погрешности $\gamma_{np_i} = \frac{\Delta y_i}{y_{max_i}}$.

Поделив левую и правую части формулы (1.11.3) на полученные тождественные выражения (1.11.4) получим:

$$\frac{\Delta y}{y_{max}} = \frac{S_2 S_3 \Delta y_1}{S_2 S_3 y_{1max}} + \frac{S_3 \Delta y_2}{S_3 y_{2max}} + \frac{\Delta y_3}{y_{3max}} . \quad (1.11.5)$$

Следовательно:

$$\gamma_{np} = \gamma_{np_1} + \gamma_{np_2} + \gamma_{np_3} + \dots = \sum_{i=1}^m \gamma_{np_i} . \quad (1.11.6)$$

Вывод: суммарная систематическая погрешность измерительного прибора составленного из последовательно включенных преобразователей, равна сумме приведенных погрешностей отдельных блоков.

Если погрешности отдельных блоков случайны и независимы и заданы своими среднеквадратическими отклонениями, то:

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{S_2^2 S_3^2 \sigma_1^2 + S_3^2 \sigma_2^2 + \sigma_3^2} . \quad (1.11.7)$$

Приведенная среднеквадратическая погрешность равна:

$$\sigma_{\Sigma np} = \sqrt{\sigma_{1np}^2 + \sigma_{2np}^2 + \sigma_{3np}^2}, \quad (1.11.8)$$

где $\sigma_{i np} = \frac{\sigma_i}{y_{Max_i}}$.

Формулы (1.11.7) и (1.11.8) получены из выражений (1.11.3) и (1.11.6) путем замены Δy_i и γ_{npi} на σ_i и σ_{npi} соответственно и применения правил геометрического суммирования.

Таким образом, среднеквадратические отклонения абсолютных и приведенных случайных погрешностей складываются геометрически.

1.11.2 Дифференциальное включение измерительных преобразователей

Дифференциальная схема (рис. 1.32) содержит два идентичных измерительных канала, выходы которых подключены к вычитающему устройству (ВУ), в котором реализуется нечетная функция разности входных сигналов.

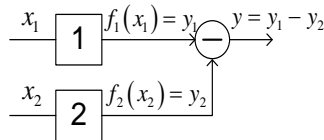


Рис. 1.32. Дифференциальная схема включения измерительных преобразователей

В частном случае $y = y_1 - y_2$. Оба канала дифференциальной схемы выполняются идентичными по конструкции и располагаются в одинаковых условиях эксплуатации. Различают дифференциальные схемы 1-го и 2-го типа. В дифференциальной схеме 1-го типа:

$x_1 = Var$, $x_2 = const$. В дифференциальной схеме 2-го типа: $x_1 = Var$ и $x_2 = Var$.

Рассмотрим свойства *дифференциальной схемы 1-го типа*. Пусть преобразователи 1 и 2 имеют линейные функции преобразования вида:

$$\begin{aligned} y_1 &= S_1 \cdot x_1 + y_{01}, \\ y_2 &= S_2 \cdot x_2 + y_{02}. \end{aligned}$$

где x_1 и x_2 – однородные измеряемые физические величины.

С учетом принятых допущений, можно написать: $y_{01} \approx y_{02}$, $S_1 = S_2 = S$. Находя разность сигналов, получим:

$$y = y_1 - y_2 = S \cdot (x_1 - x_2).$$

В частном случае, когда $x_2 = 0$, что для случая измерения напряжений соответствует заземлению входа преобразователя 2, получим:

$$y = Sx_1.$$

Таким образом, дифференциальная схема 1-го типа позволяет практически полностью устранить аддитивную погрешность измерения. Пример дифференциальной схемы 1-го типа приведен на рис. 1.33,а.

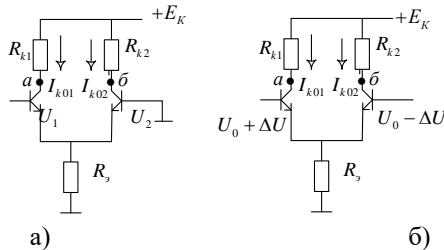


Рис. 1.33. Примеры дифференциальных схем: схема I-го типа (а), схема II-го типа (б)

Схема представляет собой балансный усилительный каскад, который используется на входе операционных усилителей. Схема предназначена для устранения влияния обратных токов коллекторных переходов I_{K01}, I_{K02} , которые сильно зависят от температуры и является источником аддитивной погрешности усилителя. Выходное напряжение равно разности потенциалов в точках а и б. Потенциал в точке а равен $(I_K + I_{K0})R_{K1}$, потенциал в точке б равен $I_{K0}R_{K1}$. Выбирая параметры схемы так, чтобы $I_{K01} = I_{K02}, R_{K1} = R_{K2}$, получим

$$U_{ab} = U_a - U_b = (I_K R_K + I_{K0} R_K - I_{K0} R_K) = I_K R_K.$$

Таким образом выходной сигнал схемы не зависит от I_{K01}, I_{K02} , что позволяет практически полностью скомпенсировать аддитивную погрешность усилителя (напряжение на выходе усилителя при нулевом входном сигнале).

Как отмечалось выше, в *дифференциальной схеме второго типа* входные величины x_1 и x_2 переменны. Предположим, что

$$\begin{aligned} x_1 &= x_0 + x, & S_1 &= S_2 = S, \\ x_2 &= x_0 - x, & y_{01} &= y_{02}. \end{aligned}$$

Тогда сигналы на выходах блоков будут равны

$$y_1 = S(x_0 + x), \text{ а } y_2 = S(x_0 - x).$$

На выходе вычитающего устройства получим:

$$y = y_1 - y_2 = 2S \cdot x.$$

Из полученного выражения видно, что в дифференциальной схеме второго типа происходит не только подавление аддитивной погрешности, но и увеличение в два раза чувствительности преобразования.

Пример дифференциальной схемы II приведен на рис. 1.33,б. На входы транзисторов подаются два дифференциальных напряжения $\pm\Delta U$ относительно точки покоя U_0 . Выходное напряжение каскада можно представить в виде

$$U_{a\bar{o}} = U_a - U_{\bar{o}} = K_{yc}(U_0 + \Delta U) - K_{yc}(U_0 - \Delta U) = 2K_{yc}\Delta U ,$$

где K_{yc} – коэффициент усиления (чувствительность) по напряжению транзисторов.

Отсюда видно, что чувствительность каскада к изменению напряжения в два раза выше, чем у одинарного усилителя на транзисторе. Механизм компенсации аддитивной составляющей такой же, как и в предыдущей схеме.

С помощью дифференциальных схем можно уменьшить также и нелинейность функции преобразования. Пусть

$$\left. \begin{aligned} y_1 &= f(x_0 + x) \\ y_2 &= f(x_0 - x) \end{aligned} \right\} \text{ – нелинейные функции.}$$

Раскладывая эти функции в ряд, в окрестности точки x_0 получим:

$$\begin{aligned} y_1 &= f(x_0 + x) \approx f(x_0) + f'(x_0) \cdot x + \left(\frac{f''(x_0)}{2!} \right) \cdot x^2 + \dots \\ y_2 &= f(x_0 - x) \approx f(x_0) - f'(x_0) \cdot x + \left(\frac{f''(x_0)}{2!} \right) \cdot x^2 + \dots \end{aligned}$$

Тогда разностный сигнал на выходе схемы будет равен:

$$y = y_1 - y_2 \approx 2 \cdot f'(x_0) \cdot x ,$$

что указывает на возможность линеаризации функции преобразования в небольшой окрестности точки $\pm x_0$.

Другой пример дифференциальной схемы II типа приведен на рис. 1.34,а.

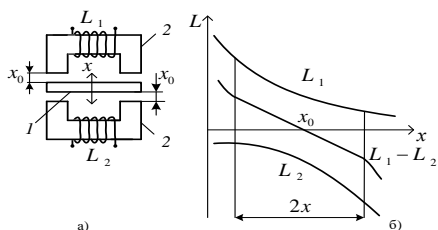


Рис. 1.34. Конструкция и статическая характеристика дифференциального индуктивного преобразователя перемещений

Устройство представляет собой дифференциальный индуктивный преобразователь перемещения. Измеряемое перемещение якоря 1 преобразуется в изменение индуктивности катушек. Индуктивности катушек можно представить в виде:

$$L_1(x) = \frac{j\omega W_1 \mu_0 Q}{2(x_0 + x) + l_{CT} / \mu_r},$$

$$L_2(x) = \frac{j\omega W_2 \mu_0 Q}{2(x_0 - x) + l_{CT} / \mu_r},$$

где $W_{1,2}$ – числа витков катушек, μ_0 – магнитная постоянная, μ_r – магнитная проницаемость магнитопровода, Q – площадь сечения магнитопровода, l_{CT} – средняя длина магнитной силовой линии по стальным участкам, x_0 – зазор между якорем и сердечниками в среднем положении якоря, x – величина смещения якоря из среднего положения под действием измеряемой величины.

Полагая $W_1 = W_2 = W$, $l_{CT} / \mu_r \ll (x_0 \pm x)$ при $\mu_r \gg 1$, найдем разность индуктивностей:

$$\Delta L = L_1 - L_2 = \frac{j\omega\mu_0 Q}{2} \left(\frac{1}{2(x_0 + x)} - \frac{1}{2(x_0 - x)} \right) = j\omega\mu_0 Q \frac{-x}{2(x_0^2 - x^2)}.$$

Для малых перемещений якоря справедливо соотношение $x_0^2 \gg x^2$. Тогда разностный сигнал может быть представлен линейной функцией измеряемого перемещения:

$$\Delta L \approx 0,5 j\omega\mu_0 W Q x.$$

Чем меньше рабочий диапазон измерения $\pm x$, тем выше линейность функции преобразования (рис. 1.34, б).

1.11.3 Логометрическая схема включения измерительных преобразователей

Логометрическая схема (рис. 1.35) включения предназначена для измерения отношения двух сигналов (от греческого слова «логос» – отношение).

Эта схема также содержит 2 измерительных канала, каждый из которых выполнен из последовательного или дифференциального соединения звеньев (рис. 1.27).

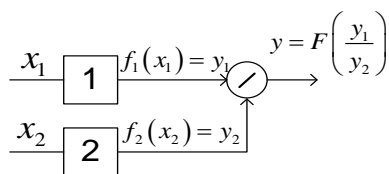


Рис. 1.35. Логометрическая схема включения

Выходные величины каждого канала подаются на логометрический преобразователь, сигнал на выходе которого пропорционален отношению сигналов y_1 и y_2 .

Пусть блоки 1 и 2 имеют линейные функции преобразования:

$$\begin{aligned}y_1 &= S_1 \cdot x_1 + y_{01}, \\y_2 &= S_2 \cdot x_2 + y_{02},\end{aligned}$$

тогда:

$$y = F\left(\frac{S_1 \cdot x_1 + y_{01}}{S_2 \cdot x_2 + y_{02}}\right).$$

Предположим, что каналы 1 и 2 выполнены по дифференциальной схеме 1-го типа расположены в одинаковых условиях эксплуатации. Тогда можно положить:

$$y_{01} = y_{02} \approx 0,$$

$$S_1 = S_2 = S.$$

В этом случае выходной сигнал логометрической будет равен $y = \frac{x_1}{x_2}$. Полагая $x_2 = const$, получим на выходе $y = x_{1н}$ – линейную функцию преобразования относительно нормированного входного сигнала.

$$y = \frac{x_1}{x_2} = kx_1, \text{ где } k = \frac{1}{x_2}.$$

При принятых ограничениях выходной сигнал не зависит от чувствительностей каналов. Это означает, что логометрический преобразователь подавляет мультипликативную составляющую погрешности, вызванную нестабильностью чувствительностей каналов. Аддитивная погрешность устраняется в данной схеме лишь в частном случае, когда оба канала выполнены по одной из дифференциальных схем.

1.11.4 Компенсационная схема включения измерительных преобразователей

Свойства этой схемы (рис. 1.36) подобны свойствам усилителя, охваченного отрицательной обратной связью.

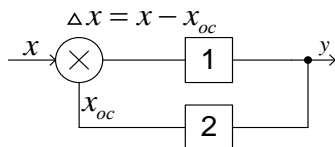


Рис. 1.36. Компенсационная схема включения

Общая чувствительность схемы равна по аналогии с формулой для коэффициента усилителя с обратной связью равна:

$$S = \frac{S_1}{1 + S_1 S_2}.$$

Сигнал на выходе прибора равен:

$$y = S \cdot x = \left(\frac{S_1}{1 + S_1 S_2} \right) \cdot x, \quad (1.11.9)$$

Как видно из приведенных выражений, чувствительность схемы является функцией двух переменных:

$$S = F(S_1 S_2).$$

Определим общую относительную мультипликативную погрешность такого устройства, вызванную мультипликативными погрешностями преобразователей 1 и 2: $\gamma_s = \frac{\Delta S}{S}$. Изменение общей

чувствительности прибора может быть найдено по правилам нахождения полного дифференциала функции нескольких переменных:

$$\Delta S = \frac{\partial F}{\partial S_1} \Delta S_1 + \frac{\partial F}{\partial S_2} \Delta S_2. \quad (1.11.10)$$

Находя значения частных производных:

$$\frac{\partial F}{\partial S_1} = \frac{1}{(1 + S_1 S_2)^2}, \quad \frac{\partial F}{\partial S_2} = -\frac{S_1^2}{(1 + S_1 S_2)^2},$$

и подставляя их в (1.11.10), получим общее изменение чувствительности в виде:

$$\Delta S = \frac{\Delta S_1}{(1 + S_1 S_2)^2} - \frac{S_1^2 \cdot \Delta S_2}{(1 + S_1 S_2)^2}.$$

Зная выражение для ΔS и S , определим относительное изменение γ_s , получим:

$$\gamma_s = \frac{\Delta S}{S} = \frac{\gamma_{S1}}{1 + S_1 S_2} - \frac{\gamma_{S2}}{1 + (S_1 S_2)^{-1}},$$

где $\gamma_{S1} = \frac{\Delta S_1}{S_1}$ и $\gamma_{S2} = \frac{\Delta S_2}{S_2}$, γ_{S1} и γ_{S2} – собственные мультипликативные погрешности блоков 1 и 2, вызванные нестабильностью их чувствительности).

В том случае, если $S_1 > 1$, $S_2 > 1$ и $S_1 S_2 \gg 1$, общая мультипликативная погрешность равна:

$$\gamma_s \approx \frac{\gamma_{S1}}{S_1 S_2} - \gamma_{S2}.$$

Таким образом, компенсационная схема уменьшает погрешность цепи прямого преобразования (блок 1) в $S_1 S_2$ раза, но оставляет неизменной погрешность цепи обратной связи. Для уменьшения общей погрешности необходимо в качестве цепи обратной связи выбирать точный, простой и стабильный преобразователь.

Рассуждая аналогично, можно показать, что абсолютное значение аддитивной погрешности также уменьшается в $1 + S_1 S_2$ раза, а относительное значение аддитивной погрешности не изменяется, т.к. во столько же раз уменьшается и сам сигнал.

1.12 РАСЧЕТ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ ПО УРАВНЕНИЮ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Очень часто на практике, особенно в ходе дипломного проектирования, возникает задача расчетного обоснования погрешности проектируемого устройства с учетом технологических отклонений значений параметров элементной базы (резисторов, конденсаторов, индуктивности, усилителей, делителей напряжения и пр.) от номинальных (расчетных) значений.

Если задано уравнение преобразования, связывающее выходную величину с входной $y = f(x, a_1, a_2, \dots, a_n)$, где x – измеряемая величина, a_i – конструктивные параметры прибора, а также отклонения Δa_i параметров от номинальных или расчетных значений, то суммарная погрешность Δy рассчитывается по формулам, аналогичным тем, которые использовались для расчета погрешностей косвенных измерений. Если отклонения Δa_i носят систематический характер, то погрешность рассчитывается по формуле:

$$\Delta y_c = \pm \sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f}{\partial a_i} \Delta a_i \right), \quad (1.12.1)$$

а при случайном характере:

$$\Delta y_{cl} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f}{\partial x} \Delta a_i \right)^2}.$$

Общая погрешность равна геометрической сумме:

$$\Delta y_{общ} = \sqrt{\Delta y_c^2 + \Delta y_{cl}^2}.$$

Пример 1.6. Вычислить суммарную приведенную погрешность сигнала на выходе дифференциального измерительного усилителя (рис. 1.37), для которого

$$U_{вых} = U_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - U_1 \frac{R_2}{R_1}. \quad (1.12.2)$$

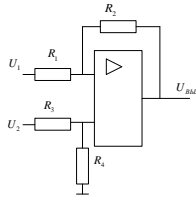


Рис. 1.37. Схема дифференциального усилителя на основе

Заданы номинальные значения величин U_1, U_2, R_1, R_2, R_3 , а также их процентные отклонения от номинальных значений равны: $\gamma_{U_1}, \gamma_{U_2}, \gamma_{R_1}, \gamma_{R_2}, \gamma_{R_3}, \gamma_{R_4}$.

Решение. Для нахождения суммарной погрешности на выходе усилителя воспользуемся выражением (1.12.1) и (1.12.2):

$$\Delta u_c = \pm \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f}{\partial a_i} \Delta a_i \right)^2},$$

где $a_i = \{U_1, U_2, R_1, R_2, R_3, R_4\}$ – совокупность конструктивных параметров усилителя.

В той формуле предполагается, что погрешности отдельных элементов носят случайный характер. Определим частные производные:

$$\frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial R_1} = U_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(-\frac{R_2}{R_1^2} \right) + U_1 \frac{R_2}{R_1^2};$$

$$\frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial U_1} = -\frac{R_2}{R_1};$$

$$\frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial U_2} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right);$$

$$\frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial R_2} = U_2 \frac{R_4}{(R_3 + R_4)R_1} - \frac{U_1}{R_1};$$

$$\frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial R_3} = -U_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{(R_3 + R_4)^2};$$

$$\frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial R_4} = U_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_3}{(R_3 + R_4)^2}.$$

Абсолютные систематические погрешности изготовления элементов вычислим по заданным значениям γ_{x_i} :

$$\Delta x_i = x_{\text{ном}_i} \cdot \gamma_{x_i}.$$

Подставляя полученные выражения в (1.12.1), получим искомое значение абсолютной систематической погрешности на выходе усилителя $\Delta U_{\text{вых}}$. Значение относительной погрешности найдем по выражению

$$\gamma = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} 100\%,$$

где $U_{\text{вых}}$ вычисляется по выражению (1.12.2), в которое следует подставить номинальные значения параметров усилителя.

1.13 РАСЧЕТ ДОПУСКОВ НА ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Основной задачей допускового расчета измерительного устройства является определение предельных отклонений – допусков на его конструктивные параметры γ_i , исходя из обеспечения заданной суммарной погрешности преобразования $\gamma_{\text{дон}}$. Такая задача также составляет основу метрологической части дипломного проекта.

В [12] приведена методика оптимального расчета допусков на погрешности изготовления электромеханических измерительных преобразователей по критерию минимальной стоимости их изготовления. Предположим, что измерительное устройство содержит k механических и n электронных элементов, известно уравнение преобразования

$$y = f(x, b_1, \dots, b_{k+n}),$$

где x – измеряемая величина, b_1, \dots, b_{k+n} – конструктивные и схемотехнические параметры устройства, погрешности которых влияют на точность измерения.

Кроме того, заданы виды законов распределения погрешностей отдельных элементов и их числовые характеристики m_i, σ_i . Тогда допуски на погрешности изготовления механических и электронных компонентов могут быть рассчитаны по выражениям:

$$\gamma_{M i} = \frac{0,634\gamma_{\text{дон}}}{\sqrt{a_i \sum_{j=1}^k a_j}}, \quad (1.13.1)$$

$$\gamma_{Э i} = \frac{0,366\gamma_{\text{дон}}}{a_i \sqrt{n}}, \quad (1.13.2)$$

где a_i – коэффициент влияния i -той погрешности, определяем как $a_i = \frac{\partial f}{\partial b_i} \cdot \frac{b_{i_n}}{y_n}$, b_{i_n} – номинальное (расчетное) значение конструктивного или схмотехнического параметра устройства, y_n – номинальное (максимальное) значение выходного сигнала.

В том случае, когда измерительное устройство состоит только из электронных компонентов, допуски рассчитываются по выражению:

$$\gamma_{\Delta i} = \frac{\gamma_{\text{дон}}}{a_i \sqrt{n}}. \quad (1.13.3)$$

Если измерительный тракт состоит только из механических элементов,

$$\gamma_{M i} = \frac{\gamma_{\text{дон}}}{\sqrt{a_i \sum_{j=1}^k a_j}}. \quad (1.13.4)$$

Согласно [12], коэффициенты влияния систематических составляющих погрешности следует принять равными единице.

Отметим, что применение изложенной методики расчета возможно лишь в том случае, если известно аналитическое выражение для функции преобразования измерительного тракта, а также виды ЗР отдельных составляющих погрешности.

Пример 1.7. Пусть требуется вычислить допуски на параметры времязадающих элементов релаксационного генератора (рис. 1.38) для которого период формируемого сигнала связан с параметрами принципиальной схемы соотношением :

$$T = 2RC \cdot \ln\left(1 + R_1 / (R_1 + R_2)\right). \quad (1.13.5)$$

Известны номинальные значения R, C, R_1, R_2 и задано допустимое значение приведенной погрешности формирования периода генератора $\gamma_{\text{дон}}$.

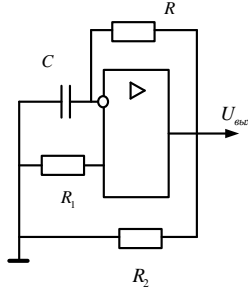


Рис. 1.38. Схема включения емкостного преобразователя в качестве времязадающего элемента генератора сигналов

Поскольку все элементы схемы генератора (резисторы, конденсаторы) относятся к классу электрических компонентов, то для расчета допусков следует применить формулу:

$$\gamma_{x_i} = \frac{\gamma_{доп}}{a_i \sqrt{n}}.$$

Число переменных функции преобразования $n=4$. Полагая, что технологические погрешности изготовления электрорадиокомпонентов подчинены нормальному закону распределения, значения коэффициентов относительного рассеяния можно принять равными единице. Тогда относительные коэффициенты влияния вычислим по формуле:

$$a_i = \frac{\partial T}{\partial x_i} \cdot \frac{x_{iном}}{T_{ном}},$$

где $x_{iном} = \{R_{ном}, C_{ном}, R_{1ном}, R_{2ном}\}$, $x_i = \{R, C, R_1, R_2\}$.

Номинальное значение периода $T_{ном}$ получим путем подстановки в выражение для T номинальных значений времязадающих элементов

$$T_{ном} = T(R_{ном}, C_{ном}, R_{1ном}, R_{2ном}).$$

Используя выражение (1.13.5), найдем в общем виде выражения для расчета коэффициентов влияния a_i :

$$a_R = \frac{\partial T}{\partial R} \cdot \frac{R_{НОМ}}{T_H} = \frac{2C_{НОМ} \cdot \ln\left(1 + \frac{R_{1НОМ}}{R_{1НОМ} + R_{2НОМ}}\right)}{2R_{НОМ} C_{НОМ} \cdot \ln\left(1 + \frac{R_{1НОМ}}{R_{1НОМ} + R_{2НОМ}}\right)} R_{НОМ} = 1;$$

$$a_C = \frac{\partial T}{\partial C} \cdot \frac{C_{НОМ}}{T_H} = \frac{2R_{НОМ} C_{НОМ} \cdot \ln\left(1 + \frac{R_{1НОМ}}{R_{1НОМ} + R_{2НОМ}}\right)}{2R_{НОМ} C_{НОМ} \cdot \ln\left(1 + \frac{R_{1НОМ}}{R_{1НОМ} + R_{2НОМ}}\right)} = 1;$$

$$a_{R_1} = \frac{\partial T}{\partial R_1} \cdot \frac{R_{1НОМ}}{T_H} = \frac{R_{1НОМ} R_{2НОМ}}{\ln\left(1 + \frac{R_{1НОМ}}{R_{1НОМ} + R_{2НОМ}}\right) (2R_{1НОМ} + R_{2НОМ}) (R_{1НОМ} + R_{2НОМ})};$$

$$a_{R_2} = \frac{\partial T}{\partial R_2} \cdot \frac{R_{2НОМ}}{T_H} \Rightarrow a_{R_2} = \frac{-R_{1НОМ} R_{2НОМ}}{\ln\left(1 + \frac{R_{1НОМ}}{R_{1НОМ} + R_{2НОМ}}\right) (2R_{1НОМ} + R_{2НОМ}) (R_{1НОМ} + R_{2НОМ})}.$$

Подставив параметры a_i , $\gamma_{дон}$ и n в формулу (1.13.3), найдем допуски γ_{x_i} на все параметры, входящие в уравнение (1.13.5). После этого выполняется проверка:

$$\gamma_{\Sigma} = \sqrt{\sum_{i=1}^4 (a_i \cdot \gamma_{x_i})^2} \leq \gamma_{дон}. \quad (1.13.6)$$

Пользуясь описанной методикой, можно рассчитать допуски на параметры любого измерительного устройства, для которого известны уравнение преобразования, номинальные значения параметров и виды законов распределения погрешностей.

1.14 ПОВЕРКА ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Поверка – это метрологическая операция, заключающаяся в установлении пригодности СИ к применению на основании экспериментального определения метрологических характеристик и установления их соответствия предъявляемым требованиям. Иными словами, в процессе поверки экспериментально устанавливается соответствует погрешность средства паспортным значениям или нет. Если выявлено несоответствие измерительное устройство подвергают регулировке, в том числе с заменой отдельных конструктивных и схмотехнических элементов. Если указанные мероприятия не дают желаемого эффекта, прибор выбраковывают. Различают следующие основные виды поверок:

- первичную, проводится на предприятии – изготовителе;
- периодическую, проводимую через определенный интервал времени, определяемый заводом- изготовителем, например, один раз в течении календарного года;
- внеочередную, проводимую после ремонта аппаратуры внутри межповерочного интервала;
- выборочную.

Поверка выполняется метрологическими службами, которым дано на это право. На СИ, признанные годными к применению, оформляются свидетельства о поверке, а на прибор наносится поверительное клеймо или наклеивается информационная табличка («шильдик») с указанием даты поверки.

Большинство СИ предназначено для измерения в сравнительно узком диапазоне изменений измеряемых параметров, поэтому на практике их поверку достаточно производить в двух-трех точках диапазона. Число точек диапазона, в которых следует поверять СИ, устанавливается в документации на методы и средства их поверки. Если в этих документах число точек поверки не оговорено, то его можно определить следующим образом.

Число точек в диапазоне измерений, в которых СИ должен поверяться, ограничено сверху числом n , которое определяется его точностью:

$$n \leq \frac{A_{\max} - A_{\min}}{2\delta A_{\max}} 100,$$

где A_{\max} , A_{\min} – границы диапазона измерений; δ – предел допускаемой суммарной относительной погрешности СИ (%). Например, при поверке вольтметра с диапазоном измерения 0-10В и приведенной погрешностью 2% число точек поверки равно 25.

Числовые значения A_k в поверяемых точках определяются из условия обеспечения их равномерного распределения по диапазону измерений:

$$A_k = \frac{A_{\max} - A_{\min}}{n} k,$$

где $k = 1 \dots n$ – порядковый номер точки диапазона измерений, в которой поверяется СИ.

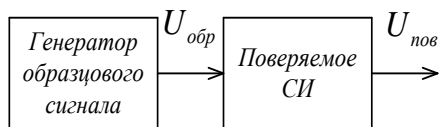


Рис. 1.39. Схема поверки по методу образцового сигнала

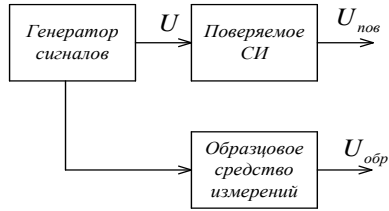


Рис. 1.40. Схема поверки по методу образцового прибора

Поверка СИ осуществляется двумя традиционными для всех средств измерений методами: образцового сигнала и образцового измерительного прибора. В основе первого лежит использование устройства, генерирующего образцовый сигнал (рис. 1.39) – меры или калибратора. Образцовый генератор должен иметь отсчетное устройство, позволяющее с высокой точностью устанавливать значение генерируемого сигнала $U_{обр}$. Измеряя значения образцового сигнала с помощью поверяемого СИ и сравнивая результат измерения $U_{нов}$ со значением сигнала образцового генератора U , определяют погрешность поверяемого СИ по формуле:

$$\Delta U = U_{нов} - U_{обр}.$$

Если разность ΔU больше предела допускаемой погрешности СИ, то он признается негодным к дальнейшему использованию, т.е. бракуется при поверке.

В основе метода образцового прибора лежит сравнение показаний значений сигнала $U_{нов}$ на выходе СИ с показаниями U_0 образцового прибора, измеряющего одну и ту же величину (рис. 1.40). Разность показаний определяет погрешность первичного измерительного преобразователя. Измерения при каждом значении рабочего сигнала проводят после окончания переходных процессов в объекте, т. е. при работе его в установившемся режиме.

В обоих случаях а при поверке в нормальных условиях соотношение между погрешностями образцового и поверяемого приборов должно быть в пределах 1:3...1:5.

Пример 1.8. Чему равна относительная погрешность *определения погрешности* поверяемого вольтметра ΔU_{Σ} если абсолютная погрешность образцового вольтметра $\Delta U_{обр}$ в три раза меньше погрешности поверяемого вольтметра $\Delta U_{нов}$?

Решение. Согласно условиям задачи имеем:

$$\Delta U_{обр} = \left(\frac{1}{3} \dots \frac{1}{5}\right) \Delta U_{нов} = (0,33 \dots 0,2) \Delta U_{нов}. \quad (1.14.1)$$

Погрешности $\Delta U_{нов}$ и $\Delta U_{обр}$ определяются классами точности приборов. Поскольку в диапазонах $\pm \Delta U_{нов}$ и $\pm \Delta U_{обр}$ эти погрешности могут принимать произвольные значения, то их можно рассматривать как случайные величины, у которых $\pm \Delta U_{нов} = \pm 3\sigma_{нов}$ и $\pm \Delta U_{обр} = \pm 3\sigma_{обр}$.

Тогда с учетом (1.14.1) суммарная погрешность определения погрешности определения погрешности поверяемого прибора будет равна геометрической сумме составляющих.

$$\Delta U_{\Sigma} = \sqrt{\Delta U_{нов}^2 + \Delta U_{обр}^2}.$$

Или:

$$\begin{aligned} \Delta U_{\Sigma} &= \sqrt{(0,33\Delta U_{нов})^2 + \Delta U_{нов}^2} = \Delta U_{нов} \sqrt{0,33^2 + 1^2} = \\ &= \Delta U_{нов} \sqrt{1,1089} = \Delta U_{нов} 1,044. \end{aligned}$$

Относительная погрешность определения погрешности поверяемого вольтметра равна

$$\gamma_{погр} = \frac{\Delta U_{\Sigma} - \Delta U_{нов}}{\Delta U_{нов}} = \frac{\Delta U_{нов} (1,044 - 1)}{\Delta U_{нов}} = \frac{0,044}{1} 100 = 4,4\% .$$

По аналогии можно показать, что при $\Delta U_{обр} = 0,02\Delta U_{нов}$ погрешность поверочных испытаний будет равна $\gamma_{погр} \approx 2\%$.

Доверять СИ следует, как правило, в нормальных условиях, исключающих возможность появления дополнительных погрешностей измерений. Если нормальные условия обеспечить невозможно и поверка производится в рабочих условиях, то необходимо учитывать дополнительные погрешности поверяемого СИ и образцового средства измерений. Так, практика поверки СИ свидетельствует, что при температуре окружающей среды в пределах $+10 \dots +30^\circ\text{C}$ соотношение пределов допускаемой основной абсолютной погрешности образцового прибора и СИ должно быть не менее 1:5.

Увеличение соотношения между погрешностями рабочего и образцового средств измерений, при переходе от поверки в нормальных условиях к поверке в рабочих условиях, объясняется стремлением не допустить ухудшения достоверности поверки. Дело в том, что при этом увеличивается суммарная погрешность образцовых средств измерений (из-за возрастания дополнительных, в частности температурных, составляющих).

Чтобы реальное соотношение погрешностей не стало ниже 1:3, выбирают более точное образцовое средство измерений с меньшей относительно поверяемого прибора основной погрешностью. Если же температура окружающей среды находится в пределах $+5 \dots +35^\circ\text{C}$, то необходимо первоначально удостовериться, что этот диапазон температур является рабочим для образцового измерительного прибора.

Затем следует либо определить точность образцового прибора в этом диапазоне температур путем учета дополнительной (температурной) погрешности, либо ужесточить правила признания СИ годными. Для этого за предел допускаемой основной погрешности СИ принимают значение:

$$\Delta' = \pm 0.01(K_{II}x_{NII} - K_0x_{N_0}),$$

где K_{II} , K_0 – классы точности СИ и образцового измерительного прибора соответственно; x_{NII} , x_{N_0} – нормирующие значения СИ и образцового измерительного прибора соответственно.

Например, если вольтметр, имеющий класс точности 2,5 и диапазон измерения 0...30В, $U_{NII} = U_{N_0} = 30В$, поверяется образцовым измерительным прибором Э515 класса точности 0,5, то $\Delta' = \pm 0.01(2.5 \cdot 30 - 0.5 \cdot 30) = \pm 0.6В$; В то же время при поверке вольтметра в нормальных условиях предел допускаемой абсолютной погрешности образцового прибора будет равен $\Delta_{II} = 0,25 / 0,3 = 0,75В$.

1.15 МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ

Повышение точности измерений относится к числу важнейших проблем прикладной метрологии. Создание высокоточных средств и методов измерений связано с необходимостью получения более детальной и достоверной информации о закономерностях функционирования объектов окружающего нас материального мира. В научных исследованиях более точные измерения позволяют открыть новые (более тонкие) физико-технические эффекты и материализовать их в создании инновационных товаров и услуг, обладающих качественно новыми потребительскими свойствами. В производственных системах более высокая точность измерения параметров технологических процессов обеспечивает повышение качества выпускаемой продукции и ее конкурентоспособности.

Кроме того, в последние годы появились технологии, основанные на применении весьма тонких физических явлений (нано-

технологии), для развития которых по определению необходимо создавать специальный парк высокоточных средств измерений различного назначения.

Рассмотрим основные методы повышения точности, успешно зарекомендовавшие себя на практике.

Конструктивно-технологический метод – метод, при котором на основании теоретического анализа и экспериментальных исследований выясняются причины доминирующих (наиболее существенных) погрешностей измерительного устройства) и принимаются меры по всемерному их снижению. К таким мерам относятся: экранировка и заземление входных цепей прибора, применение фильтров в цепях питания, выбор малошумящих компонентов, применение материалов со стабильными свойствами, а также новейших технологий изготовления.

Метод довольно прост, но требует больших материальных затрат. Например, применение малошумящих электронных компонентов связано с отбором нескольких десятков компонентов из партии, например, в тысячу штук. Использование магнитопроводов с высокой и стабильной во времени намагничивающей силой требует применения для их изготовления редкоземельных элементов (самарий, кобальт), что значительно удорожает изделие. Поэтому применение конструктивно-технологического метода оправдано при создании эталонов, образцовых мер и средств измерений, а так же изделий специального назначения.

Структурно-алгоритмические методы повышения точности основаны на введении временной и аппаратурной избыточности. Под аппаратурной избыточностью понимают введение в устройство дополнительных функциональных блоков, а под временной избыточностью понимают увеличение времени измерений по сравнению с базовым устройством. Структурно-алгоритмические методы позволяют строить «хорошие» приборы из «плохих» элементов.

К структурно-алгоритмическим методам относятся, в частности, статистический метод и метод вспомогательных измерений. Рассмотрим кратко каждый из этих методов.

Статистический метод измерения применяется в тех случаях, когда погрешность измерения носит преимущественно случайный характер, а значение измеряемой величины неизменно во времени. Метод основан на многократном измерении одного и того же значения измеряемой величины, причем за результат измерения принимается статистическое среднее x_{cp} по всей серии измерений.

Пусть проведен ряд измерений одного и того же значения физической величины $x_1, x_2 \dots x_n$, тогда $x_{cp} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i$. Механизм повышения точности основан на известном из теории вероятностей со-

отношении: $\sigma_{x_{cp}} = \frac{\sigma}{\sqrt{n}}$, где n – общее число измерений, $\sigma, \sigma_{x_{cp}}$ – с.к.о. однократного измерения x_i и среднего значения x_{cp} соответственно. Как уже отмечалось, метод позволяет уменьшить только случайную погрешность измерений, оставляя неизменной систематическую. Однако повышение точности измерений в этом случае происходит за счет увеличения времени измерения (ухудшения быстродействия). Как видно из рис. 1.29, с увеличением числа измерений n уменьшается с.к.о. случайной погрешности, но одновременно увеличивается время измерения.

Точка пересечения зависимостей $\sigma_{\Delta x_{cp}}(n)$ и $t_{изм}(n)$ позволяет определить оптимальное значение $n_{опт}$, обеспечивающее компромисс между точностью и быстродействием измерительного устройства.

В современных цифровых приборах вычисление x_{cp} осуществляется с помощью встроенных микропроцессорных устройств.

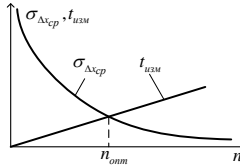


Рис. 1.41. К определению оптимального числа многократных измерений

Метод вспомогательных измерений применяется в тех случаях, когда преобладает *дополнительная* погрешность, вызванная отклонением внешних факторов от нормальных значений. Структурная схема, реализующая данный метод, приведена на рис. 1.42.

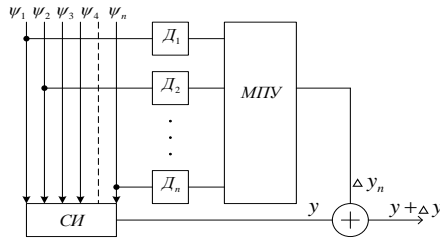


Рис. 1.42. Структурная схема, реализующая метод вспомогательных измерений: $\psi_1, \psi_2, \psi_3, \psi_4 \dots \psi_n$ – внешние эксплуатационные факторы, влияющие на измерения (температура, влажность, давление и т.д.), $D_1, D_2 \dots D_n$ – датчики внешних эксплуатационных факторов, И – основное средство измерения, показания которого корректируются, МПУ – микропроцессорное устройство

Датчики $D_1, D_2 \dots D_n$ измеряют значения внешних факторов $\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_n$ (например, температуры окружающей среды, атмосферного давления, влажности и др.), а микропроцессорное

устройство (МПУ) вычисляет значение поправки: $\Delta y_{II} = f(\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_n)$, которая суммируется с показаниями СИ, что позволяет исключить дополнительную погрешность, вызванную влиянием указанных факторов.

Основной проблемой при реализации данного метода является поиск функции поправки $\Delta y_{II} = f(\psi_1, \psi_2 \dots \psi_n)$. Вид данной функции может быть получен либо теоретическим путем на основании математической модели измерительного устройства, либо путем проведения *полного факторного эксперимента* (ПФЭ). Суть метода ПФЭ сводится к следующему. Предположим, что на величину абсолютной *аддитивной* погрешности Δy_{II} влияют, например, три фактора температура t , атмосферное давление P и влажность воздуха D . Вначале фиксируют значение выходного сигнала прибора в какой-либо точке диапазона преобразования, например, при входном сигнале $x = 0$: $y_0 = f(t_H, P_H, D_H)$ при нормальных значениях влияющих факторов t_H, P_H, D_H . После этого прибор помещают в термобарокамеру, внутри которой с высокой точностью можно устанавливать значения указанных параметров в различных сочетаниях. Далее проводятся эксперименты по определенному плану, который позволяет реализовать все возможные комбинации факторов. Причем каждый фактор рассматривается лишь на двух фиксированных уровнях (верхнем и нижнем). План проведения ПФЭ представляют в виде таблицы. Пример заполнения таблицы для трех указанных факторов приведен таблице.

Знак «+» в таблице говорит о том, что во время опыта значение фактора устанавливают на верхнем уровне, а знак «-» показывает, что значение фактора устанавливают на нижнем уровне.

В результате обработки данных эксперимента по методу наименьших квадратов находят искомую зависимость $y_0^* = f^*(t, P, D)$ в виде алгебраического полинома вида [10, 11]:

$$y_0^* = b_0 + b_1 t + b_2 P + \dots + b_3 D,$$

коэффициенты в которой вычисляются справочным формулам с использованием результатов эксперимента [10,11].

Таблица. 1.4. Пример построения плана ПФЭ для трех исследуемых факторов

Номер эксперимента	Внешние факторы		
	t	P	D
1	+	+	+
2	-	+	+
3	+	-	+
4	-	-	+
5	+	+	-
6	-	+	-
7	+	-	-
8	-	-	-

При необходимости в искомом полиноме могут быть учтены парные взаимодействия переменных

$$y_0^* = b_0 + b_1 t + b_2 P + b_3 D + b_{1,2} tP + b_{1,3} tD + b_{2,3} PD.$$

Функцию поправки находят как разность:

$$\Delta y_{II} = y_0 - y_0^* = f(t, P, D) - f^*(t_H, P_H, D_H).$$

В частном случае, при соответствующей регулировке (балансировке) прибора, принимают $y_0 = 0$. Тогда $\Delta y_0 = -y_0^*$.

Текущие значения температуры, давления и влажности измеряются с помощью датчиков и вводятся в вычислительное устройство, например, микроконтроллер (рис. 1.42). По полученному выражению вычисляют текущее значение поправки, которое прибавляется к показаниям прибора с обратным знаком. Поскольку погрешность носит аддитивный характер, то найденное выражение позволяет

устранить влияние дополнительной погрешности во всем диапазоне преобразования (рис. 1.43).

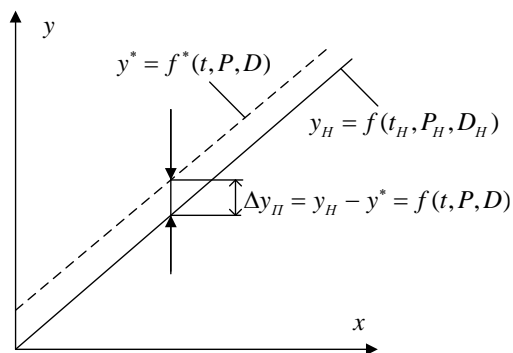


Рис.1.43. Исключение аддитивной погрешности за счет введения поправки

К недостаткам метода следует отнести необходимость использования дополнительного оборудования (датчики, МПУ, сумматор), а также увеличение времени измерения за счет математической обработки сигналов.

Раздел 2. МЕТОДЫ И АППАРАТУРА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ И ЦЕПЕЙ

2.1 ОСЦИЛЛОГРАФИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

2.1.1 Назначение, виды и принцип действия электронно-лучевых осциллографов

Электронно-лучевой осциллограф (ЭЛО) представляет собой многофункциональный прибор (мультиметр) для визуального исследования и измерения параметров электрических сигналов и электрических цепей. С помощью ЭЛО можно измерять амплитуду, частоту, фазовый сдвиг, период, мощность сигналов произвольной формы, модуль, активную и реактивную составляющие комплексного сопротивления.

Все многообразие современных осциллографов можно подразделить на следующие основные типы:

универсальные осциллографы, предназначенные для измерения токов и напряжений в широком диапазоне частот (от 0 до сотен мегагерц) и амплитуд (от 100 микровольт до нескольких сотен вольт). Широкий частотный диапазон ЭЛО позволяет проводить приближенные измерения параметров в области радиочастот, в которой цифровые методы не всегда эффективны

Запоминающие осциллографы, позволяют запомнить изображение сигнала на время, необходимое для его регистрации. В аналоговых осциллографах запоминание изображения сигнала достигается за счет использования в ЭЛТ люминофоров с большим

временем послесвечения, которое может достигать нескольких десятков секунд.

Стробоскопические осциллографы – предназначены для измерения наносекундных импульсов и СВЧ – процессов. Принцип их действия основан на редукции (растяжения) масштаба времени за счет умножения измеряемого сигнала на последовательность коротких стробирующих импульсов, период которых превышает период исследуемого сигнала на величину $\Delta\tau$. В результате формируются выборки значений измеряемого сигнала, сдвинутые по временной оси на величину $T = mT_c + \Delta\tau$, где $m=1,2,3,\dots$, T_c – период сигнала (рис. 2.1). Огибающая этих выборок, повторяющая форму исследуемого сигнала, оказывается многократно растянутой по оси времени, что улучшает условия осциллографирования быстропеременных сигналов.

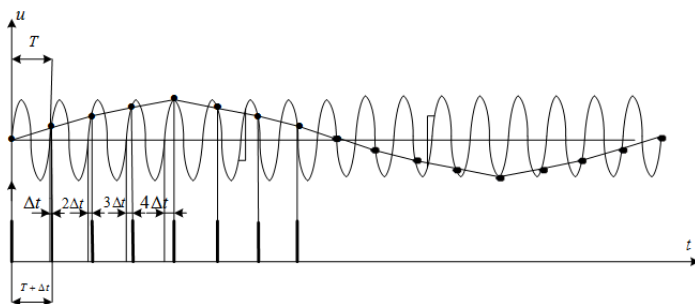


Рис. 2.1. Временные диаграммы работы стробоскопического ЭЛО

Микропроцессорные осциллографы – содержат встроенное микропроцессорное устройство, позволяющее расширить функциональные возможности приборов за счет реализации алгоритмов статистической обработки, сложения, умножения, цифровой фильтрации измеряемых сигналов сигнала, автоматизации операций калибровки, балансировки и др.

Виртуальные осциллографы – приборы, содержащие современный быстродействующий персональный компьютер (ПК), устройство сбора данных (например, АЦП), подключенное к параллельному порту ПК, и соответствующее программное обеспечение. В результате оцифровки исследуемого процесса в ОЗУ ПК формируется числовой массив, который после обработки выводится в виде осциллограммы на виртуальную переднюю панель осциллографа, которая эмулируется программной частью прибора. Управление работой осциллографа осуществляется «мышкой».

Цифровые осциллографы (ЦО) во многом повторяют принцип действия виртуальных аналогов. Основное отличие состоит в том, что измерительные операции и визуализация результата измерения реализованы не программно, а на реальных физических элементах.

2.1.2 Общее устройство и принцип действия электронно-лучевого осциллографа

Основным элементом ЭЛО является электронно-лучевая трубка (ЭЛТ) либо с электростатическим управлением пространственным положением электронного луча. Тонкий электронный луч формируется из пучка электронов, испускаемых подогреваемым катодом. После прохождения фокусирующего и ускоряющего анодов электронный луч попадает на внутреннюю поверхность экрана, покрытую слоем люминофора. Люминофор способен светиться под действием бомбардировки электронами. Время послесвечения люминофора может достигать нескольких десятков секунд.

Типовая структурная схема универсального электронно-лучевого осциллографа приведена на рис. 2.1. Измеряемый сигнал может подаваться как на открытый вход, так и на закрытый. В первом случае на входной приборе поступает и постоянная, и переменная составляющие сигнала (положение переключателя входов

« \simeq »). В режиме закрытого входа измеряемый сигнал подается через разделительный конденсатора, который отфильтровывает постоянную составляющую (положение переключателя входов « \sim »). Далее сигнал поступает на входной аттенуатор (АТТ). Аттенуатор необходим для обеспечения работы усилителя вертикального отклонения (УВО) в линейной области амплитудной характеристики $U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}})$. Обычно область линейного усиления УВО не превышает нескольких милливольт. Выход амплитуды входного сигнала за пределы области линейного усиления может привести к нелинейному искажению осциллограммы и значительным погрешностям измерения. Коэффициент ослабления регулируется переключателем коэффициента вертикального отклонения $C_Y = \left[\frac{B}{\text{дел}} \right]$. УВО

усиливает измеряемый сигнал до уровня, необходимого для отклонения луча на весь экран (150-200 В). Усиленный сигнал U_y через линию задержки (ЛЗ) поступает на вертикально отклоняющие пластины Y . Линия задержки необходима для того, чтобы движение луча по горизонтали началось несколько раньше, чем измеряемый сигнал поступит на вертикально отклоняющие пластины. Это улучшает условия наблюдения коротких одиночных импульсов.

Отклонение луча по вертикальной оси пропорционально измеряемому сигналу $y = S_y U_y$, где $S_y, \left[\frac{\text{дел}}{B} \right]$ – чувствительность электронно-лучевой трубки по вертикальной оси y .

Сигнал, поступающий на вертикально отклоняющие пластины, задерживается линией задержки для того, чтобы движения луча по горизонтальной оси началось несколько раньше, чем входной сигнал поступит на вертикальные пластины. Это улучшает условия наблюдения коротких одиночных импульсных сигналов.

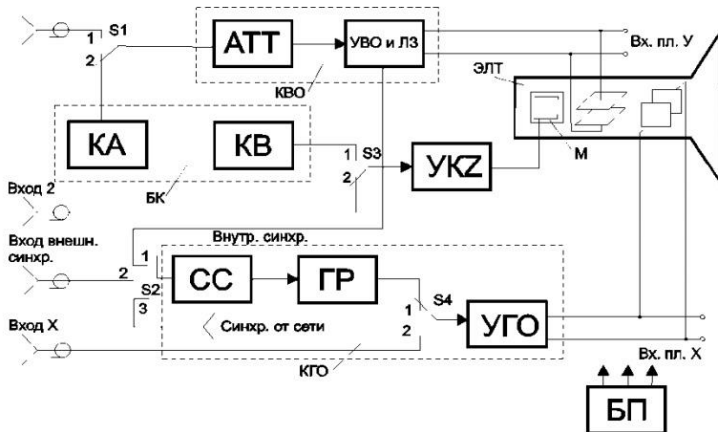


Рис. 2.2. Типовая структурная схема электронно-лучевого осциллографа

Выходной сигнал УВО используется для формирования импульсов запуска генератора развертывающего напряжения. Генератор развертки (ГР) формирует треугольные импульсы U_p , которые после усиления в усилителе горизонтального отклонения (УГО) поступают на горизонтально отклоняющие пластины (рис. 2.2). Использование линейно изменяющегося напряжения обеспечивает перемещение луча по горизонтальной оси с постоянной скоростью т.к. $\frac{\partial U_p}{\partial t} = const$. Постоянство скорости перемещения луча необходимо для создания масштаба времени по горизонтальной оси. Отклонение луча по горизонтальной оси $x = S_x U_p$, где $S_x, \left[\frac{мм}{В} \right]$ – чувствительность электронно-лучевой трубки по горизонтальной оси x .

Таким образом на электронный луч, формируемый в ЭЛТ, одновременно воздействуют два отклоняющих напряжения – по вертикальной и горизонтальной осям. В результате на экране формируется осциллограмма измеряемого сигнала. Принцип формирования осциллограммы синусоидального сигнала в дискретных точках времени поясняется на рис. 2.3. Для простоты построения принято что отклонения луча по координатам X и Y численно равны напряжениям на пластинах.

Изображение измеряемого сигнала на экране неподвижно в том случае, когда частота развертки равна или кратна частоте измеряемого напряжения. Неподвижность изображения обеспечивается схемой синхронизации (СС) за счет регулировки частоты и уровня запуска генератора развертки. При нестабильности частоты исследуемого напряжения для синхронизации может быть использован внешний сигнал, подаваемый через «вход внешн. синхр». Развертывающее напряжение произвольной формы может подаваться на УГО от внешнего источника через «вход «X». Для модуляции яркости изображения сигнала модулирующий сигнал подается на вход «Z».

Для проверки правильности масштабов по вертикальной и горизонтальной осям в осциллографе предусмотрены калибраторы амплитуды (КА) и времени развертки (КВ). С их помощью на вход 2 подается последовательность прямоугольных импульсов, амплитуда и частота которой известна с высокой точностью.

С помощью регулировки частоты развертки (потенциометр «корр. развертки») и коэффициента усиления (потенциометр «корр. усиления») добиваются, того, чтобы калиброванный сигнал занимал строго определенное число делений по вертикали и горизонтали. Калибровка позволяет уменьшить мультипликативные погрешности измерения амплитуды и частоты до уровня, указанного в паспорте прибора.

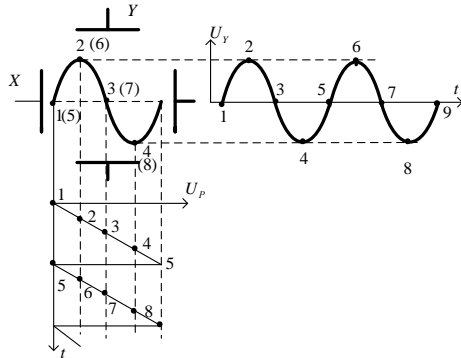


Рис. 2.3. Принцип формирования изображения на экране ЭЛО

Основные метрологические характеристики универсальных осциллографов:

- коэффициент отклонения S_y – отношение напряжения входного сигнала к отклонению луча (в делениях шкалы), вызванному этим напряжением. Типовой диапазон значений 50 мкВ/дел – 10 В/дел;

- коэффициент развертки D_p – отношение времени Δt к отклонению луча, вызванному напряжением развертки за это время. Типовой диапазон значений 0,01 мкс/дел – 1 с/дел;

- полоса пропускания – диапазон частот, в пределах которого коэффициент отклонения изменяется не более чем на 3 дБ относительно значения на средней частоте. Современные осциллографы имеют полосу пропускания 100 МГц;

- классы точности осциллографов – 1, 2, 3 или 4 при величине основной погрешности измерения напряжения и временных интервалов, соответственно, не более 3, 5, 10, 12%;

- параметры входов осциллографов определяется активным сопротивлением R_{BX} (>1 Мом) и входной емкостью C_{BX} (единицы пикофарад).

В *двухлучевых ЭЛО* применяются трубки с двумя электронными пушками и двумя независимыми каналами управления лучом по осям X и Y. В *двухканальных* осциллографах применяется обычная однолучевая трубка и один быстродействующий электронный коммутатор, поочередно подключающий измеряемые сигналы к одним и тем же отклоняющим пластинам Y. Узел горизонтального отклонения является общим для обоих каналов измерения. Существуют многоканальные ЭЛО, у которых число измеряемых каналов может достигать 20. Применение таких осциллографов позволяет контролировать взаимное временное положение фронтов сигналов в на множестве контрольных точек в сложных цифровых схемах.

2.1.3 Общее устройство и принцип действия цифрового осциллографа

Внешний вид осциллографа компании Good Will Instrument Co. Ltd. с цветным жидкокристаллическим экраном представлен на рис. 2.4.



Рис. 2.4. Внешний вид осциллографа компании Good Will Instrument

На рис. 2.5 в предельно упрощенном виде показана структурная схема цифрового осциллографа (ЦО).

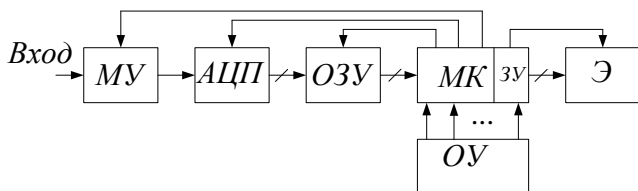


Рис. 2.5. Упрощенная схема цифрового осциллографа:

МУ – масштабирующее устройство (усилитель и делитель напряжения);

АЦП – аналого-цифровой преобразователь; ОЗУ – оперативное запоминающее устройство; МК – микроконтроллер, ЗУ – запоминающее устройство; Э – экран; ОУ – органы управления (кнопки, ручки)

Принцип действия ЦО. Пройдя через МУ, входное напряжение $u(t)$ преобразуется АЦП в дискретную последовательность кодовых слов N_i , отображающих мгновенные значения u_i этого напряжения. Каждое новое кодовое слово записывается в ОЗУ. При этом все предыдущие записанные отсчёты сдвигаются на одну ячейку в регистре сдвига, а самый первый отсчет N_1 исчезает, как бы «выталкивается» из регистра. Если ОЗУ состоит из M ячеек, то в нём, постоянно обновляясь, содержится M последних, «свежих», кодовых слов. Разрядность ячеек должна соответствовать разрядности АЦП. Так продолжается до тех пор, пока не будет выполнено некое заданное условие, например, когда какое-либо u_i впервые превысит заданный оператором уровень («запуск по уровню»). После этого содержимое некоторого количества ячеек ОЗУ переписывается в запоминающее устройство ЗУ, входящее в состав микроконтроллера МК. Каждой ячейке ЗУ соответствует точка на экране, по цвету отличающаяся от фона. Её абсциссу определяет номер ячейки, а ординату кодовое слово N_i , находящееся в этой ячейке. При последовательном считывании информации, записанной в ячейках на экране формируется изображение измеряемого сигнала.

Наиболее технологически сложным элементом ЦО является экран, обеспечивающий индивидуальное управление каждым пикселем формируемого изображения сигнала. Для хорошего изображения сигнала на экране вполне достаточно 2 точки на 1 мм. Средних размеров экран имеет высоту 100 мм и ширину 120 мм. Следовательно, на экране должны располагаться $200 \times 240 = 48\,000$ точек или более.

Таким образом, для формирования хорошего изображения АЦП должен иметь не менее 8 двоичных разрядов (256 точек по вертикали) и ЗУ должно содержать 256 восьмиразрядных ячеек.

2.1.4 Техника осциллографических измерений

Общее устройство, принцип действия, а также правила выбора ЭЛО для решения конкретных измерительных задач приведены в методических указаниях к лабораторному практикуму по метрологии и радиоизмерениям и поэтому здесь опущены.

Перед измерениями необходимо убедиться, что прибор подходит для выполнения данной измерительной задачи по полосе частот и амплитудному диапазону. Если в приборе не предусмотрено автоматическое выполнение калибровки и балансировки, то перед измерением его следует откалибровать и сбалансировать вручную в соответствии с методиками, приведенными в инструкции по эксплуатации. Это позволит уменьшить аддитивную и мультипликативную погрешности измерения до значений, приведенных в паспортных данных прибора. Неоткалиброванный и несбалансированный ЭЛО, строго говоря, не является средством измерений, т.к. его погрешность в этом случае неизвестна и она может значительно отличаться от паспортных характеристик точности измерений.

Рассмотрим, как с помощью осциллографа можно выполнять измерения основных радиотехнических величин.

Измерение постоянной составляющей сигнала. Для этого сигнал подают сначала на открытый вход ЭЛЮ, а затем – на закрытый. После этого с помощью масштабной сетки, нанесенной на экран прибора, подсчитывают число делений шкалы h , на которое сместился сигнал вверх или вниз.

Постоянная составляющая сигнала вычисляется по формуле:

$$u_{\text{п}} = C_y \cdot h \cdot K_{\theta}, \quad (2.1.1)$$

где C_y – коэффициент вертикального отклонения $[C_y] = \left[\frac{B}{\text{дел.}} \right]$, K_{θ}

– коэффициент выносного делителя, если таковой используется.

Погрешность этого метода составляет $5 \div 10$ % .

Измерение амплитудных значений тока и напряжения. Для измерения напряжения используются следующие методы:

– *метод калиброванной шкалы*, основанный на использовании предварительно откалиброванного аттенюатора канала вертикального отклонения (ВО).

Значение измеряемой амплитуды напряжения вычисляется по той же формуле, что и постоянная составляющая (2.1.1), в которой h – число делений, соответствующее амплитуде измеряемого напряжения. Погрешность этого метода составляет $5 \div 10$ % .

– *метод сравнения*, основанный на поочередной подаче на вход Y измеряемого U_x и калиброванного U_k сигналов и измерении соответствующих отклонений луча в делениях шкалы осциллографа m и n . Учитывая, что функция преобразования канала ВО линейна (рис. 2.6), результаты измерений можно представить в виде пропорции:

$$\left. \begin{array}{l} u_x - m \\ u_k - n \end{array} \right\},$$

откуда

$$u_x = u_k \cdot \frac{m}{n}$$

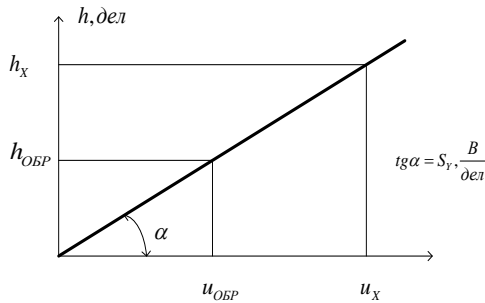


Рис. 2.6. Функция преобразования канала вертикального отклонения

За счет использования образцового напряжения погрешность метода может быть уменьшена до 3÷5 %.

– *нулевой метод* реализуется на базе осциллографов, которые снабжены дифференциальным усилителем канала ВО, входы которого выведены на переднюю панель прибора. При отсутствии в составе ЭЛЮ встроенного усилителя в схеме может быть использован внешний измерительный усилитель. На входы усилителя подаются измеряемое напряжение U_x и образцовое напряжение $U_{обр}$ от регулируемого источника (рис. 2.7). На выходе усилителя действует усиленная разность измеряемого и образцового сигналов, которая подается на нуль-индикатор. В качестве нуль-индикатора (НИ) используется сам осциллограф, переведенный в режим максимальной чувствительности. Регулируем $U_{обр}$ до тех пор, пока выходной сигнал усилителя не станет равным нулю $U_{вых} = 0$. При этом $U_x = U_{обр}$ и результат измерения считывается со шкалы источника образцового напряжения.

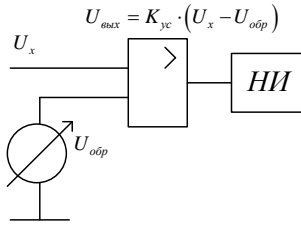


Рис. 2.7. Измерение напряжения нулевым методом

Погрешность метода составляет 1% и менее. Доминирующими факторами, определяющими погрешность измерения, являются: погрешность градуировки шкалы $U_{обр}$, дрейф напряжения смещения дифференциального усилителя, «ненулевой» порог чувствительности осциллографа.

Измерение тока производится косвенно, по падению напряжения на образцовом сопротивлении известного значения. Измерение тока производится косвенно по падению напряжения на сопротивлении известного значения (рис. 2.8).

Образцовое сопротивление выбирают таким, чтобы оно практически не искажало ток в измеряемой цепи $R_{обр} \ll R_H$. В частном случае при $R_{обр} = 1 \text{ Ом}$ напряжение на входе ЭЛО будет численно равно измеряемому току.

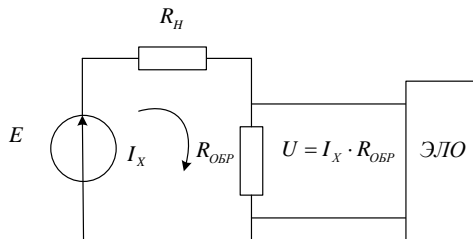


Рис. 2.8 Схема измерения тока с помощью ЭЛО

Измерение временных интервалов с помощью осциллографа.
 Для измерения временных интервалов и периода сигналов произвольной формы используются следующие методы:

– *метод калиброванной шкалы* – основан на использовании предварительно откалиброванной развертки канала горизонтального отклонения (ГО). Значение измеряемого временного интервала вычисляется по формуле:

$$T_x = h_x D_p M ,$$

где h_x – число делений по горизонтальной оси, соответствующее измеряемому временному интервалу, D_p - коэффициент развертки, M – множитель развертки. Погрешность этого метода составляет $5 \div 10\%$.

– *метод сравнения* – основан на подсчете числа периодов маркерных меток, соответствующего измеряемому временному интервалу (рис. 2.9). Для получения маркерных (яркостных) меток на изображении исследуемого сигнала на вход «Z» подается переменное напряжение, например, меандр образцовой частоты f_{OBR} .

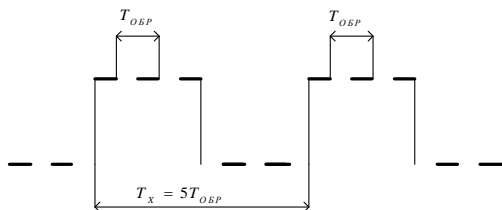


Рис. 2.9. Измерение временных интервалов по методу сравнения

Зная период сигнала образцовой частоты $T_{OBR} = f_{OBR}^{-1}$ и число периодов n маркерных меток, укладывающихся на измеряемом

интервале, можно определить $T_x = nT_{OБP}$. Для уменьшения субъективной погрешности измерения образцовую частоту регулируют так, чтобы на измеряемом временном интервале укладывалось целое число меток.

За счет использования сигнала образцовой частоты погрешность метода может быть уменьшена до $3 \div 5\%$.

Частота электрических колебаний может быть измерена следующими методами:

– *косвенно*, по результату измерения периода сигнала $f_x T_x$

одним из рассмотренных выше способов: $\frac{f_{OБP}}{f_x}$.

Измерение частоты в режиме круговой развертки. В этом случае напряжение, частоту которого f_x необходимо измерить, подается на фазорасщепляющую RC-цепь (рис. 2.10).

Поскольку фазы напряжений на емкости и активном сопротивлении сдвинуты на 90° , то на экране устанавливается окружность ($\varphi_{a\bar{b}} = 90^\circ$). Сигнал более высокой образцовой частоты подается на вход Z , т.е. электрод, модулирующий яркость изображения. По числу маркерных меток m можно установить соотношение между измеряемой и образцовой частотой $f_x = mf_0$. Для повышения точности измерений образцовую частоту необходимо подстроить так, чтобы на окружности укладывалось целое число периодов маркерных меток.

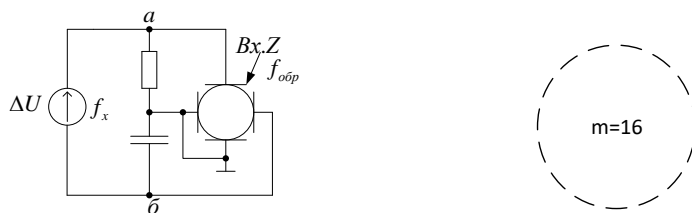


Рис. 2.10. Измерение частоты в режиме круговой развертки

Измерение фазового сдвига с помощью ЭЛО. Осциллографические методы приближенной оценки фазового сдвига в области высоких частот. Для измерения применяются различные методы, среди которых наибольшее распространение получили метод двухлучевого осциллографа, метод фигур Лиссажу и компенсационный метод.

Метод двухлучевого осциллографа. В этом случае на входы X и Y осциллографа подаются исследуемые сигналы U_1 и U_2 (рис. 2.11).

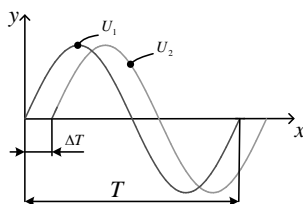


Рис. 2.11. Осциллограммы при измерении фазового сдвига

Измеряя ΔT и T можно определить косвенным методом искомый фазовый сдвиг по формуле:

$$\varphi = \frac{\Delta T}{T} 360. \quad (2.1.2)$$

Метод синусоидальной развертки. Пусть на входы X и Y осциллографа подаются исследуемые синусоидальные напряжения

$$U_x = U_{x_{Max}} \sin(\omega t),$$

$$U_y = U_{y_{Max}} \sin(\omega t + \varphi).$$

Развертка луча в этом случае осуществляется синусоидальным сигналом U_y .

Отклонения луча по координатным осям составят

$$\begin{aligned}x &= U_{x_{\text{Max}}} S_x \sin(\omega t) = a \cdot \sin(\omega t), \\y &= U_{y_{\text{Max}}} S_y \sin(\omega t + \varphi) = b \cdot \sin(\omega t + \varphi),\end{aligned}\quad (2.1.3)$$

где S_x, S_y – чувствительности ЭЛО по каналам x и y . Размерность

$$[S_x] = [S_y] = \frac{\text{мм}}{B}.$$

Решая уравнения (2.1.3) совместно и исключая из них время t , получим уравнение траектории движения луча в плоскости XOY экрана ЭЛО:

$$y = \frac{b}{a} \left(x \cdot \cos \varphi + \sqrt{a^2 - x^2} \cdot \sin \varphi \right), \quad (2.1.4)$$

которое представляет собой обобщенное уравнение эллипса. Из полученного выражения видно, что при $\varphi = 0^\circ, k\pi$, уравнение эллипса

вырождается в прямую линию $y = \pm \frac{b}{a} x$. При $\varphi = 90^\circ$ получаем каноническое уравнение эллипса:

$$\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} = 1,$$

которое при $a^2 = b^2 = r^2$, т.е. при $U_{x_{\text{Max}}} S_x = U_{y_{\text{Max}}} S_y$, вырождается в уравнение окружности с центром в начале координат. Для определения фазового сдвига найдем параметры эллипса y_0 и y_m (рис. 2.12).

Для определения фазового сдвига найдем параметры эллипса y_0 и y_m (рис. 2.3). Подставляя в (2.1.4) значение $x = 0$, получим $y_0 = y|_{x=0} = b \cdot \sin(\varphi)$. Для определения y_m необходимо найти

производную $y_0 = y|_{x=0} = b \cdot \sin(\varphi)$, приравнять ее к нулю и из полученного уравнения найти значение x_3 , соответствующее экстремуму функции (2.1.4). Подставляя в уравнение (2.1.4) найденное значение x_3 , получим $y_m = b$, что приводит к уравнению $y_0 = y_m \cdot \sin(\varphi)$, откуда искомый фазовый сдвиг равен:

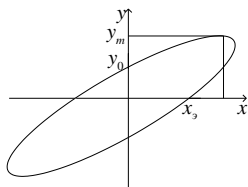


Рис. 2.12. Определение параметров фигуры Лиссажу

$$\varphi = \arcsin\left(\frac{y_0}{y_m}\right). \quad (2.1.5)$$

Очевидно, что погрешность измерения тем меньше, чем больше разность между y_m и y_0 . Поэтому метод применим для измерения малых значений фазового сдвига в диапазоне $0 \div 45^\circ$.

Нулевой метод измерения фазового сдвига Схема установки, реализующая нулевой метод измерения фазового сдвига представлена на рис. 2.4. Установка содержит электронно-лучевой осциллограф, образцовый и вспомогательный фазовращатели φ_0 и φ_6 , а также ключи k_1 и k_2 .

Фазовращатель – это устройство, позволяющее вносить в электрическую цепь известный и регулируемый фазовый сдвиг, значение которого отсчитывается по шкале фазовращателя.

Перед измерением в установке устраняют собственный фазовый сдвиг, который вызван неидентичностью фазочастотных ха-

ра характеристик каналов вертикального и горизонтального отклонения. Для исключения собственного фазового сдвига указатели обоих фазовращателей устанавливают на ноль.

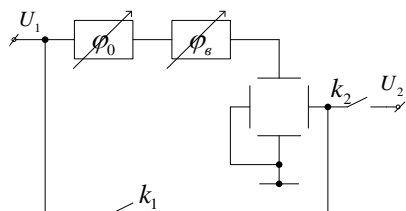


Рис. 2.13. Компенсационная схема измерения фазового сдвига

Ключ k_1 замыкают, а ключ k_2 размыкают. На входы X и Y ЭЛО подается один и тот же сигнал U_1 . Усилитель вертикального отклонения находится в режиме максимальной чувствительности.

Перед измерением в установке необходимо устранить собственный сдвиг фаз. Собственный сдвиг фаз – разность фаз выходных сигналов усилителей вертикального и горизонтального отклонения. Собственный сдвиг фаз возникает за счет неидентичности фазочастотных характеристик (ФЧХ) в диапазоне частот измеряемых сигналов. ФЧХ представляет собой зависимость от частоты сдвига фаз выходного сигнала усилителя относительно входного.

Если на частоте измеряемого сигнала собственный фазовый сдвиг осциллографа равен нулю, то на экране наблюдается фигура Лиссажу в виде прямой линии. Если собственный фазовый сдвиг не равен нулю, то на экране наблюдаем эллипс, или его центральную часть в виде двух параллельных прямых (рис. 2.14). Регулировкой вспомогательного фазовращателя φ_e добиваются слияния двух линий в одну, что говорит о том, что вспомогательным фазовращателем скомпенсирован собственный фазовый сдвиг установки.

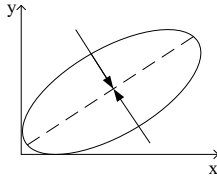


Рис. 2.14. Компенсация собственного фазового сдвига

После этого ключ k_1 размыкают, а ключ k_2 замыкают. На вход y подается сигнал u_1 , а на вход x – сигнал u_2 . На экране вновь образуется эллипс, соответствующий измеряемому фазовому сдвигу между сигналами u_1 и u_2 . Регулируя теперь образцовый фазовращатель, добиваются того, чтобы эллипс выродился в прямую. Это говорит о том, что с помощью образцового фазовращателя мы скомпенсировали фазовый сдвиг между сигналами u_1 и u_2 . Результат измерения считывается со шкалы образцового фазовращателя, погрешность градуировки которой определяет точность измерений.

Измерение комплексного сопротивления. Для измерения параметров комплексного сопротивления воспользуемся схемой, представленной на рис. 2.15.

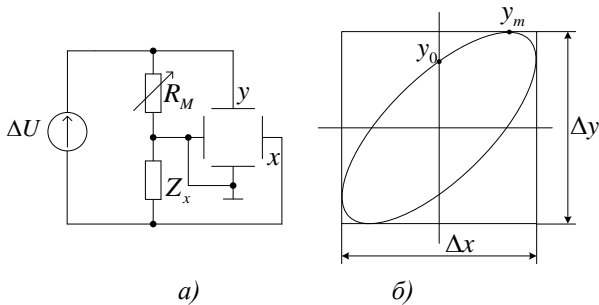


Рис. 2.15. Структурная схема (а) и осциллограмма (б) для измерения комплексного сопротивления

Она содержит делитель напряжения, состоящий из регулируемого магазина сопротивления R_1 и измеряемого комплексного сопротивления Z_X . Падения напряжения, снимаемые с этих сопротивлений относительно земли, подаются на пластины X и Y осциллографа. Поскольку сопротивление магазина носит чисто активный характер, а измеряемое сопротивление – реактивный, то падения напряжения на сопротивлениях R_M и Z_X сдвинуты по фазе на некоторый угол φ .

В результате на экране ЭЛО формируется осциллограмма в виде эллипса (рис. 2.15,б). Перед измерением в осциллографе устанавливаются одинаковые чувствительности по каналам X и Y . Путем регулировки магазина R_M вписывают эллипс в квадрат так, чтобы $\Delta x = \Delta y$. В этот момент модуль комплексного сопротивления численно равен сопротивлению магазина $Z_X = R_M \Big|_{\Delta x = \Delta y}$. Пользуясь изложенной выше методикой, можно по параметрам эллипса $Z_X = R_M \Big|_{\Delta x = \Delta y} y_0$ и y_M вычислить фазовый сдвиг между падениями напряжения на R_M и Z_X :

$$\varphi = \arcsin \left(\frac{y_0}{y_M} \right).$$

Тогда реактивная составляющая измеряемого комплексного сопротивления может быть рассчитана по выражению:

$$X = Z_X \sin \varphi,$$

или, с учетом выражения ($X = Z_X \frac{y_0}{y_M}$ 2.1.5), $X = Z_X \frac{y_0}{y_M}$. Активная

составляющая будет равна $R = \sqrt{Z_X^2 - X^2}$.

2.2 АНАЛОГОВЫЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ (СТРЕЛОЧНЫЕ) ПРИБОРЫ

2.2.1 Общая теория аналоговых электромеханических приборов

Принцип действия стрелочных приборов основан на преобразовании электрической энергии, потребляемой от объекта измерения, в кинетическую энергию перемещения подвижной части измерительного механизма относительно неподвижной. Обобщенная структурная схема любого стрелочного прибора имеет вид, показанный на рис. 2.16.



Рис. 2.16. Обобщенная структурная схема электромеханических приборов

Измерительная цепь представляет собой набор различных преобразовательных элементов, таких, как: шунты, добавочные резисторы, выпрямители, фильтры, переключатели диапазона и т.д. В измерительной цепи происходит преобразование входной электрической величины $x_{эл}$ в некоторую промежуточную также электрическую величину $y_{эл}$, функционально связанную со входной: $y_{эл} = F(x_{эл})$. Отметим, что различные измерительные цепи позволяют использовать один и тот же измерительный механизм для измерения различных по природе физических величин. Например, в тестерах один и тот же измерительный механизм используется для измерения постоянных и переменных токов и напряжений,

активного сопротивления, емкости, индуктивности, параметров полупроводниковых приборов и т.д.

Основным элементом конструкции приборов является измерительный механизм, в котором происходит преобразование электрической энергии в механическую энергию взаимного перемещения подвижной части относительно неподвижной. Обобщенное дифференциальное уравнение, описывающее движение подвижной части в переходном режиме, имеет вид:

$$I \frac{d^2 \alpha}{dt^2} = \sum M_i, \quad (2.2.1)$$

где I – момент инерции подвижной части, $\frac{d^2 \alpha}{dt^2}$ – угловое ускорение, $\sum M_i$ – сумма моментов внешних сил, воздействующих на подвижную часть измерительного механизма.

В общем случае на подвижную часть воздействуют три момента. Вращающий момент, который для всех типов измерительных механизмов определяется скоростью изменения запасенной в них электромагнитной энергии по углу поворота:

$$M_{вр} = \frac{\partial \omega_{эм}}{\partial \alpha}. \quad (2.2.2)$$

Под действием вращающего момента подвижная часть всегда поворачивается до упора, а если упора нет, то она переходит в режим непрерывного вращения (режим электродвигателя). Поэтому для нормальной работы приборов в их состав вводят устройство, создающее противодействующий момент, пропорциональный углу отклонения α подвижной части:

$$M_\alpha = -W\alpha, \quad (2.2.3)$$

где W – удельный противодействующий момент на единицу угла поворота. Знак минус указывает на то, что момент направлен на

встречу движению. Чаще всего противодействующий момент создается с помощью спиральной пружины, один конец которой закреплен на корпусе прибора, а второй – на оси вращения (рис. 2.17). Для уменьшения времени переходного процесса в приборах используются узлы, создающие момент успокоения, пропорциональный скорости перемещения подвижной части:

$$M_v = -p \frac{d\alpha}{dt},$$

где p – коэффициент успокоения (демпфирования).

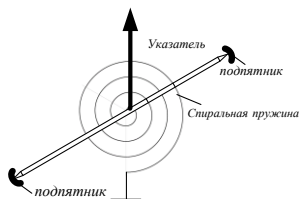


Рис. 2.17. Схема создания противодействующего момента

Успокоители (демпферы), используемые в приборах могут быть воздушными, гидравлическими (рис. 2.18,а) и электромагнитными (рис. 2.18,б)

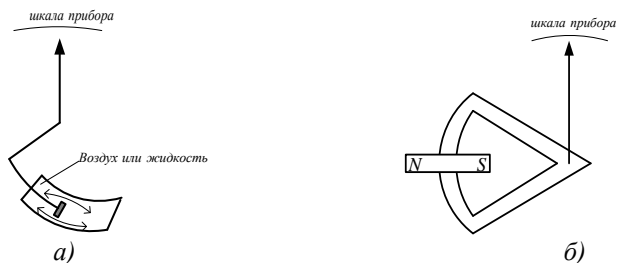


Рис. 2.18. Конструкции успокоителей:
а – воздушный или гидравлический, б – электромагнитный

Подставляя выражения для моментов (2.2.2)–(2.2.4) в исходное уравнение (2.2.1), получим:

$$I \cdot \frac{d^2 \alpha}{dt^2} + p \frac{d\alpha}{dt} + W\alpha = M_{ep}. \quad (2.2.5)$$

Выражение (2.2.5) представляет собой обобщенное дифференциальное уравнение движения подвижной части прибора в переходном режиме.

В установившемся режиме, когда все производные равны нулю, получим: $M_{BP} = -w\alpha$. С учетом этого обобщенное уравнение шкалы электромеханических измерительных приборов запишем в виде:

$$\alpha = \frac{1}{W} M_{ep}. \quad (2.2.6)$$

Из выражения (2.2.6) видно, что для отыскания уравнения шкалы электромеханического прибора любого типа достаточно получить уравнение для вращающего момента и подставить его в (2.2.6).

Класс точности электромеханических приборов лежит в диапазоне от 0.05 до 4. В качестве *отсчетного устройства* используется оцифрованная шкала и указатель в виде стрелки или светового луча.

Существует несколько разновидностей аналоговых электромеханических измерительных приборов, а именно: магнитоэлектрические, электромагнитные, термоэлектрические, ферродинамические, электростатические и т.д. В технике низковольтных и слаботочных измерений наибольшее распространение из них получили магнитоэлектрические измерительные приборы.

2.2.2 Магнитоэлектрические измерительные приборы

Принцип действия магнитоэлектрических приборов (МЭП) основан на взаимодействии поля постоянного магнита и поля катушки, по которой протекает измеряемый ток. В результате этого

взаимодействия создается пара сил F_1 и F_2 создается вращающий момент. Конструкция магнитоэлектрического измерительного механизма показана на рис. 2.19.

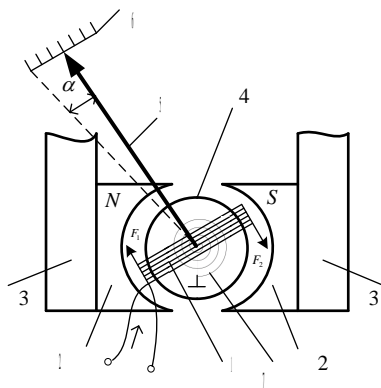


Рис. 2.19. Конструкция магнитоэлектрического измерительного механизма

Прибор состоит из измерительной катушки 1, расположенной в цилиндрическом зазоре между полюсными наконечниками постоянного магнита 2, магнитопровода 3. В результате взаимодействия полей катушки и постоянного магнита создается пара сил F_1 и F_2 , создающих вращающий момент. Катушка укреплена на цилиндрическом каркасе 4. Внутри каркаса расположена ось вращения, направленная перпендикулярно плоскости чертежа, с укрепленной на ней стрелкой 5, конец которой может перемещаться относительно шкалы 6. Для создания противодействующего момента используются спиральные пружины 7, один конец которых закреплен на оси вращения, а другой – на корпусе прибора.

Для получения уравнения преобразования прибора запишем уравнение электромагнитной энергии $\omega_{ЭМ}$, сосредоточенной в измерительном механизме:

$$\omega_{\text{ЭМ}} = \omega_{\text{ПМ}} + \frac{LI^2}{2} + B \cdot n \cdot S \cdot I ,$$

где B – индукция магнитного поля в зазоре магнитопровода; n – число витков измерительной катушки; S – площадь катушки; I – измеряемый ток; $\frac{LI^2}{2}$ – энергия катушки с током; $B \cdot n \cdot S \cdot I$ – энергия электромагнитного взаимодействия полей катушки и постоянного магнита.

Тогда вращающий момент будет равен:

$$M_{\text{BP}} = \frac{\partial \omega_{\text{ЭМ}}}{\partial \alpha} = BnSI .$$

Подставляя выражение для вращающего момента в обобщенное уравнение шкалы прибора (2.2.6), получим:

$$\alpha = \frac{1}{W} M_{\text{BP}} = \frac{1}{W} BnSI = S_I I ,$$

где $\frac{1}{W} BnS = S_I$ – чувствительность прибора по току. В результате получаем уравнение шкалы магнитоэлектрического *амперметра*:

$$\alpha = S_I I . \quad (2.2.7)$$

Заменяя в (2.2.7) ток в катушке в соответствии с законом Ома $I = \frac{U}{R_K}$ (R_K – сопротивление катушки), получим уравнение преобразования магнитоэлектрического *вольтметра*:

$$\alpha = \frac{S_I U}{R_K} = S_U U . \quad (2.2.8)$$

Из уравнений (2.2.7) и (2.2.8) следует, что шкала магнитоэлектрических приборов линейна. Следовательно, чувствительность постоянна по диапазону измерения, что позволяет измерять весьма малые значения токов и напряжений (до 10^{-11} А). Прибор следует подключать к измеряемой цепи с учетом полярности. В силу инерционности подвижной части, на частотах больше 15 Гц прибор реагирует на среднее значение сигнала за период (математическое ожидание), а на частотах <15 Гц – отслеживает мгновенное значение входного сигнала. К недостаткам магнитоэлектрических приборов следует отнести недостаточно высокое сопротивление при измерении напряжения ($R \leq 3...4 \text{ кОм}$).

Этот недостаток преодолевается в схемах электронных вольтметров, у которых на входе магнитоэлектрических приборов устанавливают электронные усилители с высоким входным сопротивлением.

2.2.3 Выпрямительные приборы

В основе выпрямительных приборов (рис. 2.20) лежит магнитоэлектрический прибор (МЭП), включенный в схему одно- или двухполупериодного выпрямителя.

В схеме на рис. 2.20,а ток через диод VD_1 протекает только при положительной полуволне измеряемого напряжения. При отрица-

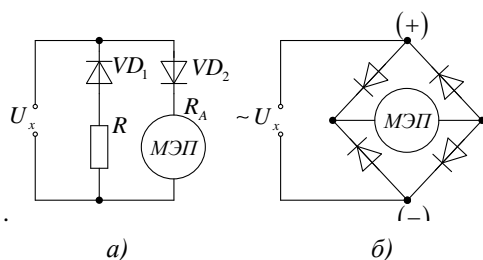


Рис. 2.20. Схемы построения выпрямительных приборов

тельной полуволне (диод $VD1$ заперт), ток протекает через открытый диод $VD2$, защищающий диод $VD1$ от пробоя. Для выравнивания входного сопротивления прибора для обеих полуволн входного сигнала резистор R выбирается из условия $R=R_A$.

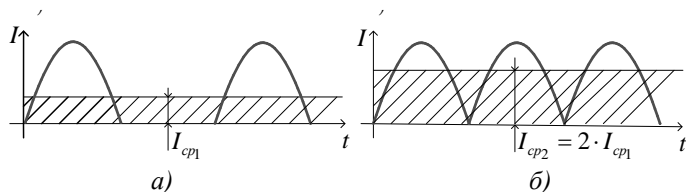


Рис. 2.21. Временные диаграммы работы одно- и двухполупериодного выпрямителей

В силу инерционности подвижной части прибора реагирует на среднее значение за период T вращающего момента:

$$M_{\text{ср.ср}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T m(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \psi \cdot |i(t)| dt = \psi I_{\text{ср}},$$

где $m(t)$ – мгновенное значение вращающего момента, ψ – потокосцепление катушки, $I_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T |i(t)| dt$ – средневывпрямленное значение тока. Тогда с учетом (2.2.6) получим уравнение шкалы выпрямительного прибора:

$$\alpha = \frac{\psi}{W} I_{\text{ср}}. \quad (2.2.9)$$

Для синусоидального сигнала $I_{\text{ср}} = 0,45 I_{\text{Max}}$, где I_{Max} – амплитуда входного тока. Тогда уравнение преобразования прибора примет вид: $\alpha = 0,45 S_I I_{\text{Max}}$, где $S_I = 0,45 \frac{\psi}{W}$ – чувствительность прибора по току.

В схеме на 2.20,б средневыпрямленное значение тока, а следовательно, и чувствительность, в два раза больше, чем в предыдущей схеме $S_I = 0,9 \frac{\sqrt{W}}{W}$ (рис. 2.21,а,б).

Недостатком выпрямительных приборов является зависимость входного сопротивления от входного напряжения, что связано с нелинейностью ВАХ диодов. Поэтому входное сопротивление прибора указывают при некотором номинальном значении измеряемого напряжения. Несмотря на то, что уравнение преобразования линейно (2.2.9) шкала реальных выпрямительных приборов сжата на участке от 0 до 0.4 В, что также связано с нелинейным характером зависимости $R_{вх} = f(U_x)$ на начальном участке ВАХ. Погрешность таких приборов существенно зависит от температуры, емкости диодов и отклонения формы входного сигнала от синусоидальной.

Шкалу выпрямительных приборов всегда градуируют в действующих значениях синусоидального тока согласно выражению $\alpha = S_I K_\phi I_{cp}$, где $K_\phi = 1,11$ – коэффициент формы синусоидального сигнала ($K_\phi = \frac{I_d}{I_{cp}}$). Поэтому для получения средневыпрямленного значения сигнала произвольной формы результат измерения следует разделить на $K_\phi = 1,11$.

К достоинствам следует отнести высокую чувствительность и широкий частотный диапазон. Нижняя граничная частота (15...20 Гц) определяется инерционными свойствами МЭП, а верхняя – частотными свойствами диодов.

2.2.4 Расширение пределов измерения амперметров и вольтметров

Для регулировки пределов измерения по току и напряжению в многопредельных приборах используются наборы шунтов и добавочных резисторов.

Пусть требуется расширить предел измерения амперметра в m раз. В этом случае параллельно прибору подключают шунт – низкоомный резистор, сопротивление которого $R_{ш} \ll R_A$ (рис. 2.22).

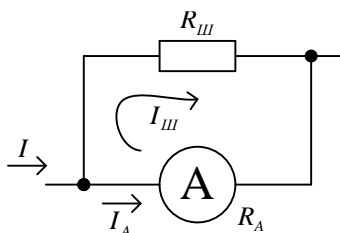


Рис. 2.22. Расширение пределов измерения по току

В этом случае большая часть тока протекает через шунт, а меньшая – через амперметр. Пусть необходимо измерить значение тока I , в m раз превышающее ток полного отклонения стрелки прибора I_A . Рассчитаем значение $R_{ш}$, обеспечивающее выполнение соотношения $m = \frac{I}{I_A}$. Поскольку падения напряжения на амперметре и шунте равны между собой, можно написать:

$$I_{ш} \cdot R_{ш} = I_A \cdot R_A. \quad (2.2.10)$$

Исходя из схемы на рис 2.15, имеем :

$$I_{ш} = I - I_A = mI_A - I_A = (m-1)I_A. \quad (2.2.11)$$

Подставляя выражение (2.2.11) в (2.2.10), получим:

$$I_A (m-1) \cdot R_{ш} = I_A \cdot R_A,$$

откуда:

$$R_{ш} = \frac{R_A}{m-1}. \quad (2.2.12)$$

В этом случае только $(1/m)$ -я часть входного тока протекает через амперметр, а $[(m-1)/m]$ -я часть – через шунт.

Для расширения пределов измерения вольтметров последовательно с прибором включают добавочный резистор $R_{доб} \gg R_V$ (рис. 2.23).

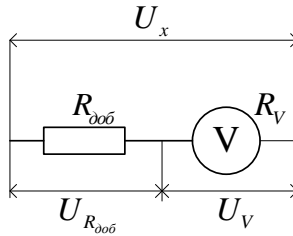


Рис. 2.23. Расширение пределов измерения по напряжению

В этом случае большая часть измеряемого напряжения падает на добавочном резисторе, а меньшая – на входном сопротивлении вольтметра. Пусть требуется расширить предел измерения вольтметра в m раз ($m = U / U_V$, где U_V – верхний предел измерения прибора).

Поскольку через вольтметр и резистор $R_{доб}$ протекает один и тот же ток, то можно написать:

$$\frac{u_{R_{доб}}}{R_{доб}} = \frac{u_V}{R_V}, \quad (2.2.13)$$

Исходя из схемы на рис. 2.16, падение напряжения на добавочном сопротивлении равно

$$u_{R_0} = u - u_V = m u_V - u_V = (m - 1) u_V. \quad (2.2.14)$$

Подставляя выражение (2.2.14) в (2.2.13), получим:

$$\frac{u_V (m - 1)}{R_0} = \frac{U_V}{R_V},$$

откуда

$$R_0 = (m - 1) R_V. \quad (2.2.15)$$

В этом случае только $(1/m)$ -я часть входного напряжения падает на вольтметре, а $[(m-1)/m]$ -я часть – на добавочном резисторе. В многопредельных приборах каждый диапазон измерения обслуживается своим добавочным элементом или их комбинацией.

Отметим, указанный метод расширения пределов по напряжению применим, в основном, для приборов с невысоким входным сопротивлением (несколько килом). Если же вольтметр имеет высокое входное сопротивление, например, 2 МОм, то для расширения предела измерения в 10 раз последовательно с входным сопротивлением необходимо включить резистор с номиналом 18 Мом, что сравнимо с сопротивлением окружающего воздуха. Поэтому для регулировки диапазона измерения вольтметров с высоким входным сопротивлением на входе используют делители напряжения.

2.3 ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ МЕТОДОМ ДИСКРЕТНОГО СЧЕТА

Метод основан на подсчете числа периодов сигнала неизвестной частоты f_x , проходящих на счетчик импульсов в течение эталонного временного интервала T_0 (рис. 2.24). Измеряемое напряже-

ние, частоту f_x которого надо измерить, подается на ФУ, с выхода которого снимается последовательность прямоугольных импульсов той же частоты. Устройство управления УУ из импульсов высокостабильного ГТИ формирует эталонный временной интервал T_0 , в течение которого клапан (элемент $\&$) открыт для прохождения импульсов с ФУ на СЧИ. Число импульсов, которое проходит на СЧИ за время T_0 равно:

$$N = \frac{T_0}{T_x} = T_0 \cdot f_x .$$

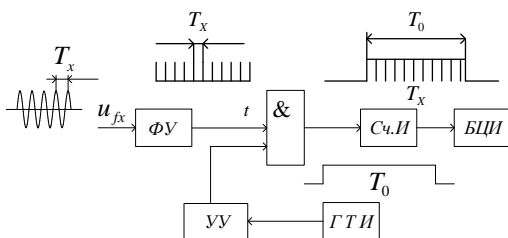


Рис. 2.24. Функциональная схема цифрового частотомера:
 УУ – устройство управления; ГТИ – генератор тактовых импульсов;
 СЧИ – счетчик импульсов; БЦИ – блок цифровой индикации;
 ФУ – формирующее устройство

В частности, при $T = 1 \text{ с}$, $N \equiv f_x$. Метод характеризуется методической погрешностью дискретизации, связанной с возможностью потери одного счетного импульса на интервале T_0 . Относительная погрешность дискретизации равна: $\gamma_M = \frac{\Delta N}{N} 100\%$, где $\Delta N = 1$.

С учетом выражения для N получим:

$$\gamma_N = \frac{1}{N} = \frac{1}{T_0 f_x} .$$

Как видно из последнего выражения, для уменьшения погрешности дискретизации необходимо увеличивать произведение времени измерения T_0 , на частоту f_x . Для обеспечения заданной погрешности в области низких частот f_x это приводит к увеличению времени измерения (ухудшению быстродействия) прибора. Поэтому низкие частоты лучше измерять через период. Если задано допустимое значение погрешности дискретизации $\gamma_{N_{\text{доп}}}$, то соответствующее ему минимальное значение $f_{x \text{ min}}$ будет равно:

$$f_{x \text{ min}} \leq \frac{1}{\gamma_{N_{\text{доп}}} \cdot T_0}.$$

Максимальные границы относительной погрешности прибора определяются суммой: $\gamma_{\text{общ}} = \pm \gamma_N \pm \gamma_{T_0}$, где γ_{T_0} – погрешность неустойчивости интервала T_0 .

2.4 ИЗМЕРЕНИЕ ВРЕМЕННЫХ ИНТЕРВАЛОВ МЕТОДОМ ДИСКРЕТНОГО СЧЕТА

Идея метода основана на подсчете числа импульсов от высокостабильного генератора, поступающих на счетчик импульсов в течение измеряемого временного интервала. Цифровой измеритель временных интервалов, реализующий данный метод, показан на рис. 2.25.

Измеряемое напряжение в виде двух коротких экспоненциальных импульсов, интервал между которыми T_x необходимо измерить, подается на вход формирующего устройства ФУ, которое вырабатывает прямоугольный импульс длительностью T_x . В течение этого импульса вентиль & открыт для прохождения импульсов от

образцового генератора с частотой следования f_0 . Число импульсов N прошедших на СчИ за время T_x равно:

$$N = \frac{T_x}{T_0} = T_x \cdot f_0.$$

В частном случае, когда частота $f_0 = 1 \text{ Гц}$, то $N \equiv T_x$. Погрешность дискретизации, связанная с возможностью потери одного импульса на интервале T_x , равна:

$$\gamma_N = \frac{\Delta N}{N} = \frac{1}{T_x \cdot f_0}.$$

Отсюда видно, что для повышения точности измерения частоту f_0 необходимо выбирать как можно выше и стабильнее.

Если задана допустимая погрешность γ_N , то минимальное значение измеряемого временного интервала равно:

$$T_{x \text{ min}} = \frac{1}{\gamma_{N_{\text{доп}}} \cdot f_0}.$$

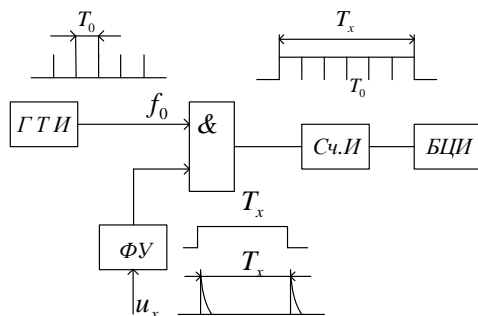


Рис. 2.25. Цифровой измеритель временных интервалов

Максимальное значение общей относительной погрешности прибора равно:

$$\gamma_{\text{общ}} = \pm \gamma_N \pm \gamma_{f_0},$$

где γ_{f_0} – погрешность от нестабильности частоты образцового генератора.

2.5 ЦИФРОВОЙ НОНИУСНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ВРЕМЕННЫХ ИНТЕРВАЛОВ

Метод совпадения (нониусный метод) позволяет, по сравнению с рассмотренным выше классическим методом дискретного счета, существенно уменьшить погрешность дискретизации γ_N за счет некоторого увеличения времени измерения и введения дополнительного измерительного канала. Функциональная схема цифрового нониусного измерителя временных интервалов приведена на рис. 2.26.

Формирующее устройство (ФУ) вырабатывает из входного сигнала два коротких импульса «старт» и «стоп», соответствующие началу и концу измеряемого временного интервала T_x (рис. 2.26).

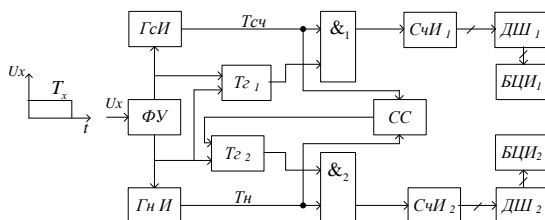


Рис. 2.26. Функциональная схема цифрового нониусного измерителя временных интервалов

Стартовый импульс запускает генератор счетных импульсов, следующих с периодом $T_{сч}$ и одновременно, через триггер $T_{г1}$, открывает вентиль $\&_1$ для прохождения счетных импульсов на первый счетчик $СчИ_1$ (рис. 2.2.7).

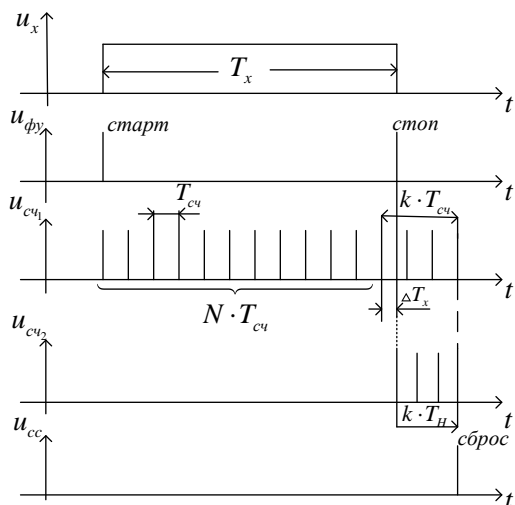


Рис. 2.27. Временные диаграммы работы нониусного измерителя временных интервалов

Стоповый импульс запускает $ГнИ$ и через $T_{г2}$ отпирает вентиль $\&_2$ для прохождения нониусных импульсов на $СчИ_2$. Длительность нониусных импульсов выбирается исходя из соотношения

$$T_H = \frac{n-1}{n} T_{сч}, \text{ где } n = 10 \text{ или } 100.$$

Разность $T_{сч} - T_H = \frac{T_{сч}}{n}$ называется шагом нониуса. Временной сдвиг между счетными и нониусными импульсами с каждым периодом уменьшается и в момент их временного совпадения срабаты-

вает схема синхронизации CC , которая через T_{22} запирает вентиль $\&_2$ и счет нониусных импульсов прекращается.

Как видно из временных диаграмм, приведенных на рис. 2.27:

$$T_x = NT_{Cч} + \Delta T_x ;$$

$$\Delta T_x = k \cdot T_{Cч} - k \cdot T_H = \frac{k \cdot T_{Cч}}{n} .$$

Отсюда значение измеряемого временного интервала равно:

$$T_x = \left(N + \frac{k}{n} \right) \cdot T_{Cч} .$$

С помощью дешифраторов $ДШ_1$ и $ДШ_2$ число N фиксируется в старших разрядах, а число k – в младших разрядах цифровых индикаторов $БЦИ_1$ и $БЦИ_2$. Пусть, например, $N = 99, T_{Cч} = 10^{-6} c$, $n = 10$ и $k = 6$, тогда $T_x = 99.6 \cdot 10^{-6} c$. Отсюда видно, что за счет использования нониусного канала формирования дробной части измеряемого временного интервала абсолютная погрешность дискретизации снижена в 10 раз.

Погрешность схемы определяется нестабильностью положения стартового и стопового импульсов на временной оси, нестабильностью частоты $ГСИ$ и $ГНИ$, а также неполным временным совпадением нониусного и счетного импульсов в момент срабатывания схемы синхронизации.

2.6 ПРИБОРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗОВОГО СДВИГА

Напомним, что под фазовым сдвигом понимают разность аргументов двух сигналов $\varphi = \arg U_1 - \arg U_2$. Таким образом, фазовый сдвиг произвольного сигнала может быть измерен только по отно-

шению к другому (опорному) сигналу точно такой же частоты. Наряду с рассмотренными выше осциллографическими методами, на практике получили распространение также электронные аналоговые, цифровые и микропроцессорные фазометры.

2.6.1 Аналоговый фазометр с промежуточным преобразованием фазового сдвига в импульсы тока

Принцип действия фазометра основан на преобразовании входных сигналов в последовательность прямоугольных импульсов, длительность которых определяется значением измеряемого фазового сдвига. Структурная схема аналогового фазометра представлена на рисунке 2.28.

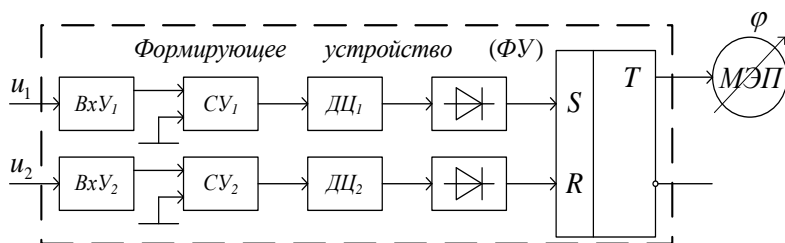


Рис. 2.28. Структурная схема аналогового фазометра

Входные синусоидальные сигналы u_1 и u_2 поступают на сравнивающие устройства CV_1 и CV_2 , с выхода которых снимаются меандры U_1 и U_2 , фазовый сдвиг между которыми равен измеряемому фазовому сдвигу между исходными сигналами (рис. 2.28).

После прохождения дифференцирующих цепочек $ДЦ_1, ДЦ_2$ и выпрямления сигналов формируется пара коротких импульсов 1 и 2, поочередно воздействующих на входы S и R входы RS – триггера.

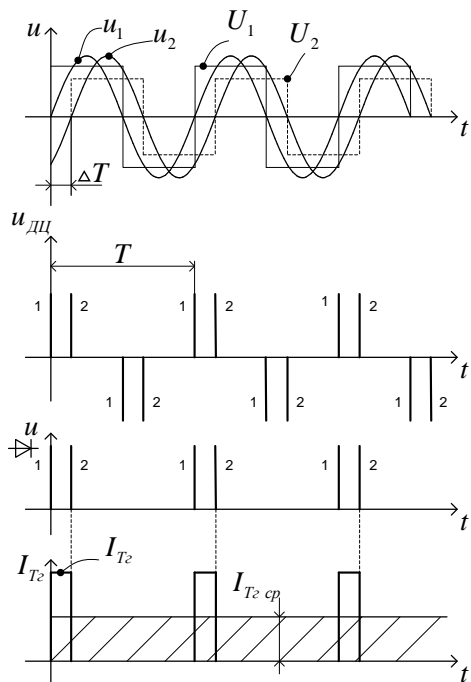


Рис. 2.29. Временные диаграммы работы аналогового фазометра

В результате в выходной цепи триггера образуются прямоугольные импульсы тока амплитудой $I_{ТГ \max}$ и длительностью ΔT .

Угол отклонения стрелки прибора равен:

$$\alpha = S_i \cdot I_{cp},$$

где S_i – токовая чувствительность МЭП, I_{cp} – среднее значение тока через МЭП за период.

Учитывая, что $\frac{\Delta T}{T} = \frac{\varphi}{360}$, среднее значение тока через прибор

I_{cp} будет равно:

$$I_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^{\Delta T} I_{TT \max} dt = \frac{\Delta T}{T} I_{TT \max} = \frac{I_{TT \max}}{360} \varphi.$$

Следовательно, угол отклонения стрелки прибора линейно связан с измеряемым фазовым сдвигом:

$$\alpha = \frac{S_i I_{TT \max}}{360} \varphi = S_\varphi \varphi,$$

где $S_\varphi = \frac{S_i I_{TT \max}}{360}$ – чувствительность прибора к измеряемому фазовому сдвигу.

Это позволяет отградуировать шкалу МЭП непосредственно в градусах или радианах. Описанный принцип построения реализован в серийных фазометрах Ф2-1 и последующих модификациях.

2.6.2 Цифровой фазометр с преобразованием фазового сдвига в сигнал постоянного тока

Рассмотренный выше принцип формирования среднего значения электрического сигнала может быть использован при построении цифровых фазометров с преобразованием фазового сдвига в сигнал постоянного тока. В этом случае вместо магнитоэлектрического прибора к выходу триггера подключаются электронное усредняющее устройство (рис. 2.30), реализующее функцию

$$U_{CP} = \frac{1}{T} \int_0^{\Delta T} U_{TT}(t) dt = \frac{\Delta T}{T} U_{TT \max},$$

где $U_{TT \max}$ – амплитуда импульсов напряжения на выходе триггера.

Формирующие устройства ФУ1 и ФУ2 выполнены аналогично предыдущей схеме (рис. 2.30).

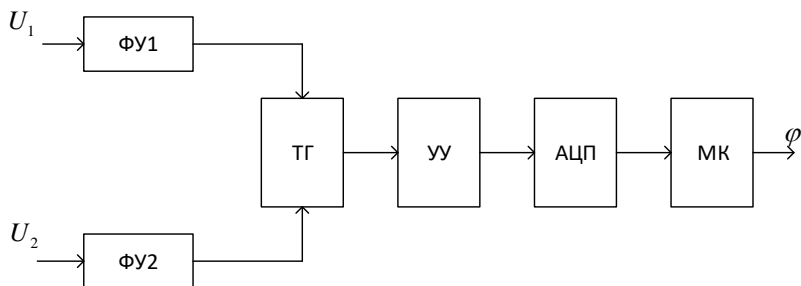


Рис. 2.30. Функциональная схема цифрового фазометра с преобразованием фазового сдвига в сигнал постоянного тока

Сформированное таким образом напряжение постоянного тока преобразуется в аналого-цифровом преобразователе (АЦП) пропорциональный цифровой код $N(U_{CP}) = kU_{CP}$, $[k] = \frac{\text{квант}}{В}$, k – чувствительность (коэффициент преобразования) преобразователя напряжения в код. Тогда

$$N(U_{CP}) = kU_{TГMAX} \frac{\Delta T}{T} = kU_{TГMAX} \frac{\varphi}{360}.$$

Откуда цифровой эквивалент измеряемого фазового сдвига будет равен

$$\varphi = \frac{N(U_{CP})360}{kU_{TГMAX}}.$$

В этой формуле $360, k, U_{TГMAX}$ – числовые константы, значения которых вводится в программу вычислений в качестве исходных данных. Вычисление искомого фазового сдвига по данной формуле выполняется в микроконтроллере МК.

2.6.3 Цифровой интегрирующий фазометр

Особенность данного фазометра заключается в том, что фазовый сдвиг измеряется за большое число периодов входных сигналов, а за результат измерения принимается среднее значение (математическое ожидание) фазового сдвига за интервал усреднения. Это позволяет существенно повысить помехозащищенность прибора при наличии случайных шумов во входных сигналах.

Структурная схема интегрирующего фазометра имеет вид (рис. 2.31). Временные диаграммы работы интегрирующего фазометра приведены на рис. 2.32.

Принцип действия фазометра заключается в следующем.

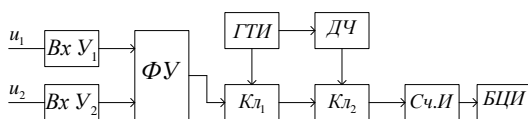


Рис. 2.31. Структурная схема цифрового интегрирующего фазометра:

ДЧ – делитель частоты; ФУ – формирующее устройство;
ГТИ – генератор с тактовых импульсов; Кл₁, Кл₂ – электронные ключи;
ДЧ – делитель частоты; Сч.И – счетчик импульсов; БЦИ – блок цифровой индикации

Исследуемые сигналы одинаковой частоты u_1 и u_2 , разность фаз φ между которыми необходимо измерить, через входные устройства $Bx Y_1$ и $Bx Y_2$ подаются на формирующее устройства ФУ, выполненное, например, по типу предыдущей схемы (без МЭП). На выходе RS – триггера ФУ формируется последовательность импульсов длительностью ΔT_i таких, что:

$$\frac{\Delta T_i}{T} = \frac{\varphi_i}{360^\circ},$$

где ΔT_i – длительность импульса на i -том измерении.

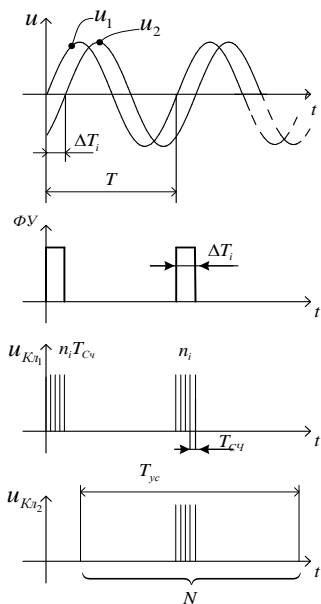


Рис. 2.32. Временные диаграммы работы интегрирующего фазометра

Ключ $Kл_1$ открывается на время ΔT_i для прохождения счетных импульсов от ГТИ на ключ $Kл_2$. Таким образом, первый ключ находится в открытом состоянии в течение интервалов ΔT_i . Числа импульсов, соответствующие этим интервалам, равны:

$$n_i = \frac{\Delta T_i}{T_{Cч}},$$

где $T_{Cч}$ – период импульсов ГТИ.

Для усреднения результата, а, следовательно, повышения точности измерения, импульсы подсчитываются в течение интервала усреднения T_{yc} , который формируется с помощью ДЧ. Величина T_{yc} выбирается из условия: $T_{yc} \gg T_{Hч}$, где $T_{Hч}$ – период самого

низкочастотного сигнала из рабочего диапазона частот. Очевидно, что при выполнении приведенного выше условия на самой низкой частоте, автоматически выполняется соотношение $T_{yc} = m \cdot T$, где $m \gg 1$, на произвольной частоте $f = T^{-1}$, где T – период входного сигнала. Импульс T_{yc} формируется путем деления частоты, поэтому можно записать: $T_{yc} = k \cdot T_{Cч}$, $T_{yc} = k \cdot T_{Cч}$, где k – коэффициент умножения периода. Импульс T_{yc} воздействует на $Kл_2$ и открывает его на время T_{yc} .

Импульс T_{yc} воздействует на $Kл_2$ и открывает его на время T_{yc} . Как видно из рис. 2.33, интервал $T_{yc} = mT + \Delta T$. Поэтому чем больше величина m , тем меньше отношение $\frac{\Delta T}{T_{yc}}$, а следовательно, тем точнее выполняется равенство $T_{yc} = mT$. Каждый импульс на рис. 2.33 отображает пачку импульсов на выходе второго ключа (рис. 2.31), Погрешность от потери одной пачки импульсов на интервале усреднения оценивается величиной

$$\gamma = \frac{n_i}{mn_i} = \frac{1}{m}.$$

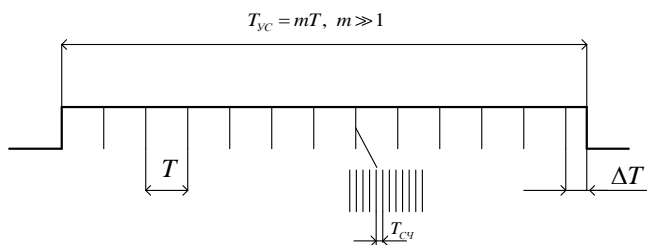


Рис. 2.33. Соотношение периода сигнала T , времени усреднения T_{yc} и частоты счетных импульсов $T_{Cч}$ в интегрирующем фазометре

При достаточно большом значении m эта погрешность может быть сведена к минимуму. Эти обстоятельства позволяют измерять фазовый сдвиг в широком частотном диапазоне, не прибегая к измерению периода сигналов.

Общее число импульсов проходящих на счетчик равно сумме:

$$N = \sum_{i=1}^m n_i .$$

Представим это выражение в виде:

$$N = \sum_{i=1}^m (n_{cp} + \Delta n_i) ,$$

где n_{cp} – среднее значение чисел импульсов в каждой пачке на интервале усреднения, равное $n_{cp} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m n_i$, Δn_i – случайные отклонения чисел n_i от среднего значения (математического ожидания), вызванные влиянием помех.

Тогда справедливо соотношение:

$$\sum_{i=1}^m n_i = mn_{cp} + \sum_{i=1}^m \Delta n_i .$$

Пусть величина Δn_i подчинена произвольному закону распределения с нулевым математическим ожиданием. Тогда

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \sum_{i=1}^m \Delta n_i = 0 ,$$

Откуда, с учетом соотношений

$$m = \frac{kT_{c\mu}}{T} , \quad n_{cp} = \frac{\sum_{i=1}^m \Delta T_i}{mT_{C\mu}} ,$$

получим

$$N = mn_{cp} = \frac{kT_{cч}}{T} \frac{\sum_{i=1}^m \Delta T_i}{mT_{cч}} = \frac{kT_{cч}}{T} \frac{\Delta T_{cp}}{T_{cч}} = \frac{k\varphi_{cp}}{360} = S_{\varphi} \varphi_{cp},$$

где $S_{\varphi} = \frac{K}{360} = const$ – чувствительность прибора к измеряемому фазовому сдвигу.

Таким образом, число импульсов, зафиксированное в счетчике и отображаемое на цифровом табло прибора, прямо пропорционально среднему значению фазового сдвига между входными сигналами за время усреднения где $S_{\varphi} = \frac{K}{360} = const$ – чувствительность прибора к измеряемому фазовому сдвигу.

2.6.4 Фазометр с гетеродинным преобразованием частоты

В гигагерцовом диапазоне определение фазового сдвига связано с высокоточным измерением нано- и пикосекундных секундных временных интервалов, что практически невозможно на общедоступной элементной базе. Поэтому для измерения фазового сдвига в указанном частотном диапазоне прибегают к гетеродинному преобразованию частот опорного и измеряемого сигналов. Структурная схема гетеродинного фазометра приведена на рис. 2.34.

Два высокочастотных сигнала $U_{Bч1}$ и $U_{Bч2}$ одинаковой частоты ω_1 , фазовый сдвиг между которыми необходимо измерить, подаются на входы смесителей СМ1 и СМ2:

$$\begin{aligned} U_1 &= U_0 \sin(\omega_1 t + \varphi_1); \\ U_2 &= U_0 \sin(\omega_1 t + \varphi_2). \end{aligned}$$

На вторые входы смесителей подается сигнал от гетеродина Г

$$U_{\Gamma} = U_0 \sin(\omega_2 t + \theta).$$

Смеситель в простейшем случае представляет собой устройство, реализующий операцию умножения сигналов:

$$U_{CM1} = U_1 U_{\Gamma};$$

$$U_{CM2} = U_2 U_{\Gamma}.$$

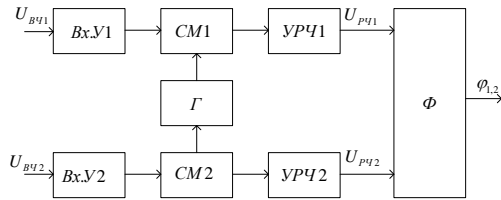


Рис. 2.34. Схема высокочастотного фазометра с гетеродинным преобразованием частоты

В результате умножения на выходе смесителя CM1 получим

$$U_{CM1} = U_0^2 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \sin(\omega_2 t + \theta) = \frac{U_0^2}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1 + \theta] + \frac{U_0^2}{2} [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_1 + \theta].$$

По аналогии на выходе смесителя CM2 сигнал будет равен

$$U_{CM2} = U_0^2 \sin(\omega_1 t + \varphi_2) \sin(\omega_2 t + \theta) = \frac{U_0^2}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_2 + \theta] + \frac{U_0^2}{2} [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_2 + \theta].$$

Высокочастотные составляющие на выходах смесителей с частотами $\omega_1 + \omega_2$ отфильтровываются фильтрами нижних частот

ФНЧ1 и ФНЧ2. В результате получают два низкочастотных сигнала разностной частоты $\omega_1 - \omega_2$, разность фаз между которыми равна разности фаз между исходными высокочастотными сигналами. Фазовый сдвиг между сигналами разностной частоты измеряется с помощью низкочастотного фазометра Φ . Таким образом, применение гетеродинного преобразования частоты позволяет применить низкочастотные фазометры для измерения сдвига фаз между высокочастотными сигналами, в том числе гигагерцового диапазона.

2.7. ЦИФРОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Принцип действия цифровых вольтметров основан на преобразовании постоянного или медленно меняющегося (пульсирующего) напряжения в цифровой электрический код, который индицируется на цифровом табло в десятичной форме. Обобщенная структурная схема цифровых вольтметров приведена на рис. 2.35.

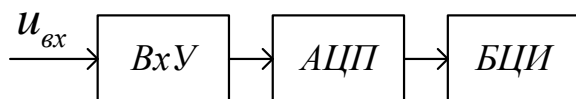


Рис. 2.35. Обобщенная структурная схема цифровых вольтметров

Входное устройство предназначено для изменения масштаба измеряемого напряжения (переключения диапазонов), защиты прибора от перегрузок, фильтрации помех, а при измерениях на переменном токе – для прецизионного (особо точного) выпрямления измеряемого сигнала. Результат измерения индицируется на табло блока цифровой индикации (БЦИ). Для преобразования выходного кода аналого-цифрового преобразователя (АЦП) в код управления

электродами цифровых индикаторов в составе БЦИ могут использоваться многоходовые цифровые логические преобразователи – дешифраторы (ДШ). Основным элементом любого цифрового вольтметра, определяющим его точность и быстродействие, является аналого-цифровой преобразователь (АЦП). АЦП предназначены для преобразования непрерывного входного сигнала в пропорциональный ему числовой эквивалент N , представленный в двоичном или двоично – десятичном коде. В динамическом режиме, когда измеряемый сигнал изменяется во времени, процесс преобразования включает в себя три основные операции: дискретизацию во времени, квантование по уровню и кодирование (рис. 2.36). Операция дискретизации состоит в том, что непрерывный аналоговый сигнал $U(t)$ заменяется последовательностью дискретных во времени значений $U(t_i)$, где T – период дискретизации, определяемый, например, по теореме Котельникова, i – порядковый номер отсчета. Полученные дискретные значения сравниваются с равномерной шкалой уровней квантования, в результате чего происходит округление значения измеряемой величины до ближайшего разрешенного уровня в соответствии принятым решающим правилом. При этом измеряемая величина

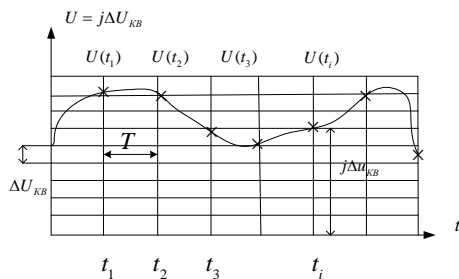


Рис. 2.36. Основные операции при аналого-цифровом преобразовании сигналов

представляется в виде некоторого количества квантов $U = j\Delta U_{KB}$, число которых j кодируется в двоичной или двоично-десятичной системах счисления. При неизменном входном сигнале в АЦП выполняются только две операции – квантования по уровню и кодирования. Наиболее наглядно последовательность данных операций иллюстрируется на примере АЦП параллельного преобразования, который будет рассмотрен ниже.

2.7.1 Метрологические характеристики аналого-цифровых преобразователей

К основным метрологическими характеристиками АЦП относятся:

– уравнение преобразования – зависимость значения выходного кода N от измеряемой величины (рис. 2.31):

$$N = \sum_{i=0}^{n-1} a_i 2^i = a_0 2^0 + a_1 2^1 + \dots + a_{n-1} 2^{n-1},$$

$$N(U) = \sum_{i=0}^{n-1} a_i(U, \epsilon_1, \dots, \epsilon_k) q^i, \quad (2.7.1)$$

где $a_i(U)$ – значения разрядных цифр выходного кода; q – основание системы счисления; для двоичного кода $q = 2$, $\epsilon_1 \dots \epsilon_k$ – номинальные значения параметров элементов преобразователя (резисторов, конденсаторов, усилителей, компараторов, источников питания и др.).

Особенность данной модели заключается в том, что разрядные цифры выходного кода представлены в виде логических функций действительного аргумента – измеряемой величины x :

$$a_i(U) = \overline{\{0(U, \epsilon_1 \dots \epsilon_k), 1(U, \epsilon_1 \dots \epsilon_k)\}}. \quad (2.7.2)$$

Уравнение (2.7.1) определяет весь комплекс метрологических характеристик идеального АЦП, выполненного без инструментальной погрешности (идеального квантователя):

- *диапазон преобразования* определяется границами интервала $[U_{\min}, U_{\max}]$, в котором лежат все допустимые значения входного сигнала; в частном случае $U_{\min} = 0$;

- *число уровней квантования m* в диапазоне изменения входного сигнала;

- *число разрядов выходного кода n* ; для АЦП, работающих в двоичном коде, параметры n и m связаны между собой соотношениями

$$n = \log_2 m, \quad m = 2^n;$$

- *шаг квантования входного сигнала $\Delta U = \frac{U_{\max}}{2^n} = \frac{U_{\max}}{m}$* –

определяется значениями верхнего предела измерения и числом уровней квантования;

- *порог чувствительности* – минимальное значение входного сигнала, соответствующее появлению единицы в младшем разряде выходного кода (другое название – младший значащий бит МЗБ);

- *способы квантования (округления)* представлены на рис. 2.37.

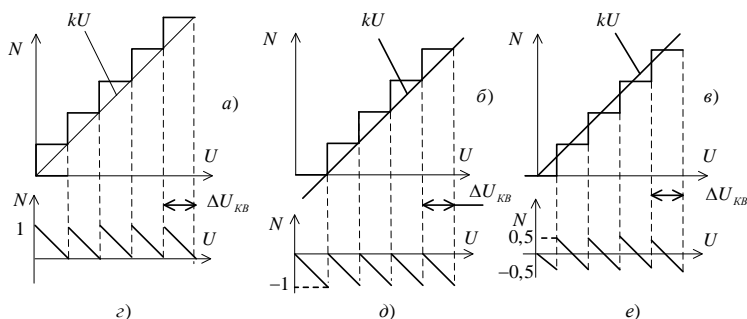


Рис. 2.37. Способы квантования (а,б,в) и соответствующие графики погрешностей (г,д,е)

– погрешность квантования ΔN – разность между характеристикой квантования $N(U)$ и нормирующей прямой

$$N = \lim_{\Delta U_{KB} \rightarrow 0} N(U) = kU,$$

где k – коэффициент пропорциональности, равный единице. Тогда

$$\Delta N = N(U) - kU.$$

На рис. 2.37 характеристика «а» на соответствует округлению текущего значения измеряемой величины до ближайшего верхнего уровня; характеристика «б» соответствует округлению до ближайшего нижнего уровня; характеристика «в», также соответствует округлению текущего значения измеряемой величины до ближайшего нижнего уровня. Однако ее начало сдвинуто по оси напряжений на 0,5 кванта. Как видно из графиков погрешностей (рис. 2.37 г, д, е) квантования наиболее предпочтительным способом квантования является вариант «в» поскольку погрешность квантования в этом случае в два раза меньше, чем случаях «б» и «в».

Погрешность квантования носит методический характер и в той или иной степени присуща всем без исключения АЦП.

Поскольку выходной код линейно связан с входным напряжением, то погрешность квантования по входу $\Delta_{KB} = \pm \frac{U_{\text{макс}}}{2^{n+1}}$. При

$U_{KB} \ll U_{\text{MAX}}$ погрешность квантования на интервале $\pm \frac{\Delta U_{KB}}{2}$ подчинена

равномерному закону распределения с дисперсией

$D(\Delta x_{KB}) = \frac{\Delta U_{KB}^2}{12}$, а инструментальная погрешность – по нормальному закону. Отметим, что при $\Delta U_{KB} \rightarrow 0$ функция плотности распределения методической погрешности вырождается в δ – функцию с аргументом, равным нулю.

Инструментальную погрешность Δu_i часто называют погрешностью воспроизведения уровней квантования под которой понимается разность между реальными (на рис. 2.38 отмечены крестиком) и идеальными значениями (на рис. 2.38 отмечены вертикальными линиями) точек смены выходного кода $\Delta u_i = u_{pi} - u_{идi}$. Инструментальную погрешность АЦП по всему множеству точек смены кода рассматривают как случайную величину.

$$\Delta u_i = u_p - u_{ид}.$$

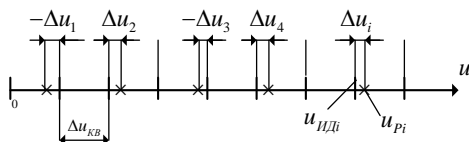


Рис 2.38. Погрешность воспроизведения уровней квантования

Причинами этой погрешности являются, например, неточность установки и нестабильность порогов срабатывания компараторов, входящих в состав АЦП, отклонения параметров элементов от номинальных значений из-за влияния технологических погрешностей и внешних факторов, а также скорости изменения входного сигнала. Указанные причины являются источниками следующих видов инструментальных погрешностей (рис. 2.39):

- *аддитивной погрешности* Δ_0 , вызванной смещением характеристики преобразования вдоль оси ординат;
- *мультипликативной погрешности* Δ_M , вызванной изменением угла наклона характеристики преобразования;
- *погрешности полной шкалы* $\Delta_{пш}$, равной сумме аддитивной и мультипликативной составляющих при максимальном значении входного напряжения.

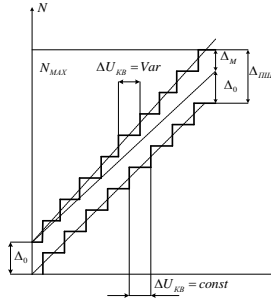


Рис. 2.39. Влияние аддитивной и мультипликативной погрешностей на характеристику преобразования АЦП

Кроме указанных составляющих на точность измерения оказывают влияние погрешности от интегральной и дифференциальной нелинейности преобразования (рис. 2.40 и 2.41).

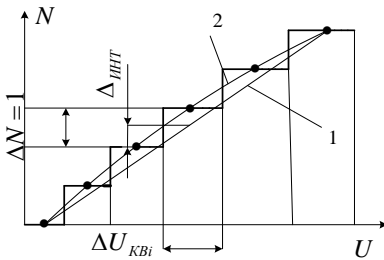


Рис. 2.40. К определению ИН АЦП

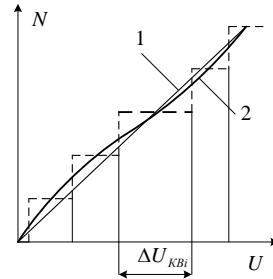


Рис. 2.41. К определению погрешности ДН АЦП

Интегральная нелинейность (ИН) вызвана неравномерностью шага квантования по оси напряжения и равна максимальной разности между идеальной нормирующей прямой 1 и выпуклой нелинейной кривой 2, проведенной через середины квантованных участков реальной характеристики.

Дифференциальная нелинейность (ДН), приведенная ко входу, представляет собой максимальную по абсолютной величине разность между текущим значением шага квантования $\Delta U_{КВ}$ и его средним значением во всем диапазоне преобразования.

Поскольку все перечисленные составляющие инструментальной погрешности независимы друг от друга, то общая среднеквадратическая погрешность может быть найдена по закону геометрического суммирования.

Все составляющие инструментальной погрешности проявляются в смещении положения уровней квантования измеряемой величины относительно расчетных значений (рис. 2.38).

На практике часто отождествляют между собой разрешающую способность и точность АЦП, хотя эти две характеристики реального АЦП существенно различаются между собой. Разрешение не идентично точности. Например, 10-разрядный АЦП может иметь меньшую точность, чем 8-разрядный. Для АЦП разрешение представляет собой меру того, на какое количество число уровней квантования (квантов) может быть поделен входной диапазон измеряемого аналогового сигнала (например, для 8-разрядного АЦП это $2^8=256$ квантов). Точность же характеризует суммарное отклонение результата преобразования от своего идеального значения для данного входного напряжения. Точность определяется инструментальной погрешностью воспроизведения уровней квантования. Таким образом, разрешающая способность характеризует потенциальные возможности АЦП, а точность определяет реализуемость такой потенциальной возможности.

Критерием реализации этих возможностей является специальный параметр – *достоверность преобразования*. Под достоверностью преобразования понимают вероятность нахождения суммарной погрешности в интервале $\pm \frac{\Delta U_{КВ}}{2}$:

$$P(\Delta_{\Sigma}) = \int_{-0,5\Delta U_{KB}}^{0,5\Delta U_{KB}} f(\Delta_{\Sigma}) d\Delta_{\Sigma}, \quad (2.7.3)$$

где $f(\Delta_{\Sigma}) = f_H(\Delta) * g_{KB}(\Delta) = \int_0^{\Delta_{\Sigma}} f_H(\Delta_{\Sigma}) g_{KB}(\Delta_{\Sigma} - \Delta) d\Delta$ – свертка плотностей распределения погрешности квантования $g_{KB}(\Delta)$ и инструментальной погрешности $f_H(\Delta)$.

Иными словами, достоверность преобразования показывает, с какой вероятностью суммарная погрешность реального n -разрядного преобразователя соответствует погрешности идеального n -разрядного квантователя, для которого $P(|\Delta_{\Sigma}| \leq 0,5\Delta U_{KB}) = 1$. Очевидно, что для любого реального АЦП всегда справедливо соотношение $P(|\Delta_{\Sigma}| \leq 0,5\Delta U_{KB}) < 1$.

2.7.2 Цифровой вольтметр с промежуточным преобразованием измеряемого напряжения в частоту

Принцип действия вольтметра основан на преобразовании измеряемого напряжения в частоту следования прямоугольных импульсов, которая измеряется схемой цифрового частотомера (рис. 2.42).

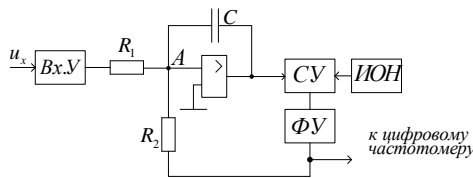


Рис. 2.42. Структурная схема цифрового вольтметра с двойным интегрированием

Такие вольтметры называют еще вольтметрами с двойным интегрированием. Измеряемое напряжение поступает на схему интегратора, выполненного из ОУ, R_1 и C .

Выходной сигнал интегратора можно представить как:

$$u_c = \frac{1}{R_1 C} \cdot \int_0^t u_x dt. \quad (2.7.4)$$

Если $U_x = const$, то решением интеграла (2.6.23) будет линейная функция времени:

$$U_c = \frac{U_x \cdot t}{R_1 C}. \quad (2.7.5)$$

Коэффициент $k = \frac{u_x}{R_1 \cdot C}$ определяет крутизну сигнала на выходе интегратора. В момент времени T_1 , когда $u_c = u_{обр}$, напряжение на конденсаторе: $u_c = \frac{u_x \cdot T_1}{R_1 \cdot C} = u_{обр}$ (рис. 2.43). В этот момент срабатывает сравнивающее устройство CV , которое формирует отрицательный импульс U_{oc} обратной связи (ОС) длительностью T_2 . Этот импульс через резистор R_2 поступает на вход интегратора и разряжает емкость до нуля.

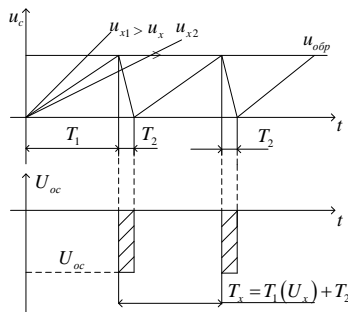


Рис. 2.43. Временные диаграммы работы вольтметра с двойным интегрированием

Далее процесс повторяется с частотой:

$$f_x = \frac{1}{T_1(u_x) + T_2}.$$

Чем больше входной сигнал u_x , тем больше крутизна сигнала на выходе интегратора, а следовательно, и частота формируемых импульсов. Процесс разряда конденсатора, для точки А, можно описать выражением:

$$\int_0^{T_2} \left(\frac{u_x}{R_1 C} - \frac{U_{oc}}{R_2 C} \right) dt = -\frac{u_x \cdot T_1}{R_1 \cdot C}. \quad (2.7.6)$$

Выражение (2.7.6) показывает, что в течение интервала времени T_2 на входе интегратора одновременно действуют два разнополярных напряжения, одно из которых u_x подзаряжает конденсатор, второе U_{oc} – разряжает. Амплитуда U_{oc} и постоянная времени $R_2 C$ выбираются исходя из того, чтобы время разряда конденсатора до нуля при любом значении u_x оставалось постоянным и равным T_2 .

Выражение (2.7.6) показывает также, что за время T_2 приращение напряжения на конденсаторе $-\frac{u_x \cdot T_1}{R_1 \cdot C}$ будет равно по модулю и противоположно по знаку значению напряжения в конце интервала T_1 , что соответствует разряду конденсатора до нуля.

Интегрируя уравнение (2.7.6), получаем:

$$\frac{u_x \cdot T_2}{R_1 \cdot C} - \frac{u_{oc} \cdot T_2}{R_2 \cdot C} = -\frac{u_x \cdot T_1}{R_1 \cdot C}. \quad (2.7.7)$$

Решая уравнение (2.7.7) относительно u_x , получаем:

$$u_x = \frac{R_1}{R_2} \frac{T_2 \cdot u_{oc}}{T_1 + T_2} = k \cdot f_x, \quad (2.7.8)$$

где $k = \frac{R_1}{R_2} T_2 \cdot u_{oc} = const$ – коэффициент пропорциональности.

Таким образом, измеряемое напряжение прямо пропорционально частоте формируемых прямоугольных импульсов, измеряемой цифровым частотомером. Показания частотомера:

$$N = \frac{T_0}{T_x} = T_0 f_x. \quad (2.7.9)$$

Выражая f_x из (2.7.8) и подставляя в (2.7.9), получим:

$$N = \frac{T_0}{k} U_x. \quad (2.7.10)$$

Таким образом, показания частотомера прямо пропорциональны измеряемому напряжению. Использование операции двойного интегрирования входного напряжения за время T_1 и T_2 существенно увеличивает помехоустойчивость прибора, поскольку среднее значение помехи за время интегрирования близко к нулю. Точность работы вольтметра не хуже, чем 0.1%. Погрешность определяется точностью и стабильностью резисторов R_1 и R_2 , стабильностью временного интервала T_2 , u_{oc} , дрейфом нуля ОУ и нестабильностью параметров СУ. Промышленностью выпускается интегрирующий АЦП в виде микросхемы КР572ПВ2. Она представляет собой преобразователь на 3,5 десятичных разрядов, работающий по принципу последовательного счета с двойным интегрированием, с автоматической коррекцией нуля и определением по-

лярности входного сигнала. Микросхема представляет собой электронную часть цифрового вольтметра, измеряющего входной сигнал до $\pm 1,999$ В и $\pm 199,9$ мВ.

2.7.3 Цифровой вольтметр поразрядного кодирования

По быстродействию и аппаратурным затратам вольтметры поразрядного кодирования занимают среднее положение между вольтметрами параллельного преобразования и всеми рассмотренными выше. Другое название АЦП последовательного приближения. Структурная схема прибора имеет вид (рис. 2.44).

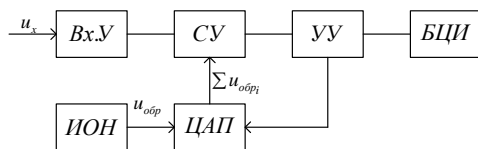


Рис. 2.44. Структурная схема вольтметра поразрядного кодирования

Принцип действия основан на сравнении измеряемого напряжения u_x с суммой образцовых напряжений, которая вырабатывается ЦАП с весами 8-4-2-1. Процесс измерения длится до получения максимума или равенства u_x и суммы $u_{обр}$. Устройство управления УУ вырабатывает логические сигналы, которые воздействуют на ключевые элементы ЦАП, замыкая или размыкая их. ЦАП состоит из нескольких декад, причем номиналы одноименных элементов соседних декад отличаются между собой в 10 раз. Под действием первого импульса УУ ключ K_1 переходит в состояние «1», подключая резистор R к шине опорного напряжения.

Эквивалентная схема ЦАП в этом случае можно представить в виде (рис. 2.46):

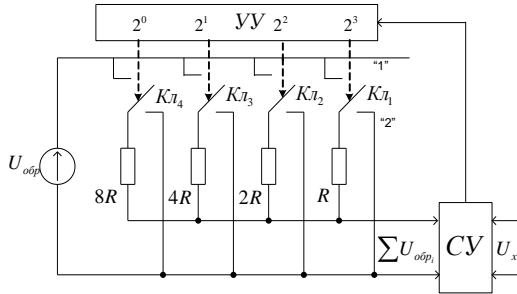


Рис. 2.45. Функциональная схема одной декады вольтметра поразрядного кодирования

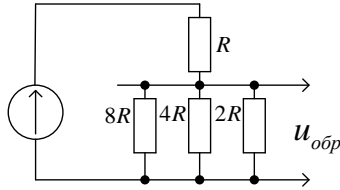


Рис. 2.46. Эквивалентная схема при замкнутом ключе $Kл_1$

В результате формируется $u_{обр1}$, равное:

$$u_{обр1} = \frac{u_{обр} \cdot 2R \parallel 4R \parallel 8R}{R + 2R \parallel 4R \parallel 8R}.$$

Если $u_{обр1} > u_x$, то в первый разряд дешифратора ДШ записывается “0”, а $Kл_1$ размыкается. Во 2-ом такте замыкается $Kл_2$ (рис. 2.47). В результате формируется второе значение образцового напряжения:

$$u_{обр2} = \frac{u_{обр} \cdot R \parallel 4R \parallel 8R}{2R + R \parallel 4R \parallel 8R}.$$

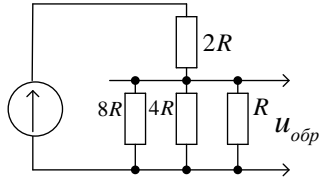


Рис. 2.47. Эквивалентная схема при замкнутом ключе $Kл_2$

Если снова $U_{обр2} > U_x$, то во второй разряд ДШ записывается “0” и $Kл_2$ размыкается. При $U_{обр2} \leq U_x$ в соответствующий разряд дешифратора записывается “1” и $Kл_2$ остается замкнутым до конца цикла.

В качестве примера рассмотрим процесс измерения напряжения $U_x = 5,2B$ (рис. 2.48).

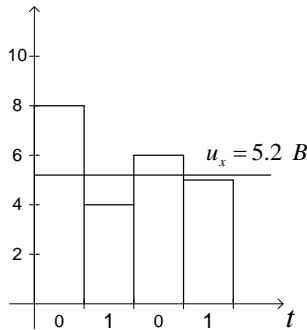


Рис. 2.48. Пример определения значений разрядных цифр выходного кода

Пусть ЦАП вырабатывает значения образцовых напряжений с весами 8-4-2-1В. Цикл измерения состоит из четырех тактов. В первом такте при замыкании ключа $Kл_1$ ЦАП вырабатывает первое значение образцового напряжения, равное 8 В. Поскольку

$8В > 5,2В$ сравнивающее устройство формирует команду «много», и в первый разряд ДШ записывается «0», а первый ключ возвращается в положение «0». Во втором такте замыкается $Кл_2$, в результате чего формируется второе значение образцового напряжения, равное $4В$. Поскольку $4В < 5,2 В$ компаратор вырабатывает команду «мало», в результате чего во второй разряд ДШ записывается «1», а $Кл_2$ остается в положении «1» до конца цикла преобразования. В третьем такте при замкнутом ключе $Кл_2$ замыкается $Кл_3$. В результате формируется образцовое напряжение, равное: $4В + 2В = 6В$. Так как $6В > 5,2В$ сравнивающее устройство вырабатывает команду «много» и в третий разряд ДШ записывается «0», а $Кл_3$ размыкается. В четвертом такте при замкнутом ключе $Кл_2$ замыкается $Кл_4$, в результате чего формируется четвертое значение образцового напряжения, равное $4В + 1В = 5В$. Так как $5В < 5,2В$ сравнивающее устройство вырабатывает команду «мало» и в третий разряд ДШ записывается «1», а $Кл_4$ остается в замкнутом состоянии. Нетрудно заметить, что сформированная таким образом кодовая комбинация 0101 соответствует числу 5 в двоичном коде. Оставшееся значение $0,2В$ может быть измерено в соседней младшей декаде. Для этого необходимо из измеряемого напряжения $5,2В$ вычесть сумму образцовых напряжений ($5В$), сформированную в четвертом такте и полученную разность $0,2 В$ подать в качестве измеряемого напряжения на компаратор соседней младшей декады, в которой формируются опорные напряжения с весами $0,8-0,4-0,2-0,1В$.

Погрешность прибора зависит от точности и стабильности $u_{обр}$, элементов резистивной матрицы и порога срабатывания СУ. Отечественной промышленностью выпускается 8-разрядный АЦП поразрядного кодирования в интегральном исполнении КР572ПВ3.

2.7.4 Цифровой вольтметр параллельного преобразования

ПНК параллельного преобразования [10] представляет собой набор компараторов CY_1-CY_n , один из входов которых подключен к источнику измеряемого сигнала, а другие – к соответствующим точкам резистивной матрицы (PM), состоящей из $2^n = m$ одинаковых резисторов R и подключенной к источнику образцового напряжения (ИОН). Это позволяет создать шкалу опорных напряжений на вторых входах компараторов $u_{nopi} = \frac{U_0}{m}i$, где i – порядковый номер компаратора, $i = \overline{1;m}$, m – общее число компараторов, U_0 – напряжение источника опорного сигнала, $m = 2^n$,

Структурная схема прибора показана на рис 2.49. Выходной сигнал i -того компаратора может быть задан уравнением:

$$e_i = \begin{cases} 1 & u_x \geq u_{nopi} \\ 0 & u_x < u_{nopi} \end{cases}.$$

Если $u_x \leq i \frac{U_{обр}}{m}$, то выходные сигналы i -ых компараторов равны нулю.

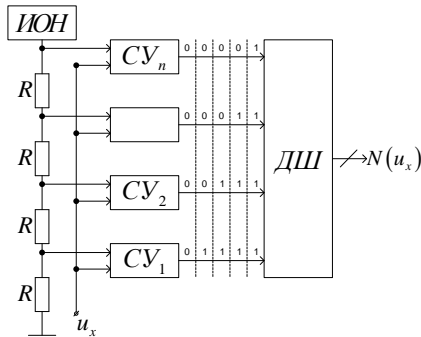


Рис. 2.49. Цифровой вольтметр параллельного преобразования

При последовательном срабатывании компараторов совокупность их выходных сигналов можно интерпретировать как единичный код (ЕК) входного напряжения $e = \{e_1, e_2, \dots, e_m\}$, где $e_i = \overline{0,1}$. Особенность единичного кода заключается в том, что две любые соседние кодовые комбинации отличаются между собой только числом единиц в записи кодовой комбинации. Например, кодовые комбинации 0000,0001, 0011,0111, 1111 соответствуют десятичным числам 0,1,2,3,4..

Для получения выходного двоичного кода (ДК) удобно сначала преобразовать в единичный код в единичный позиционный код (ЕПК), в соответствии с алгоритмом:

$$\begin{cases} b_i = e_i \overline{e_{i+1}}, & i = 1 \dots (m-1) \\ b_m = e_m \overline{e_0} \end{cases} .$$

Отличие ЕПК от ЕК заключается в том, каждая кодовая комбинация содержит $m-1$ ноль и одну единицу, вес которой определяется ее местом в записи кодовой комбинации. Например, десятичным числам 0,1,2,3,4 соответствуют кодовые комбинации в ЕПК: 0000, 0001,0010,0100,1000.

Таблица истинности, отражающая связь между разрядными цифрами ЕК, ЕПК и ДК приведена ниже.

С использованием таблицы истинности (таблица 2.1) можно получить логические уравнения, устанавливающие связь между значениями разрядных цифр ДК и ЕПК, в дизъюнктивно-нормальной форме:

$$\mathbf{a_0 = b_1 + b_3 + b_5 + b_7}$$

$$\mathbf{a_1 = b_2 + b_3 + b_6 + b_7} .$$

$$\mathbf{a_2 = b_4 + b_5 + b_6 + b_7}$$

**Таблица 2.1. Таблица соответствия
между цифрами ЕК, ЕПК и ДК**

N_{10}	Единичный код							Единичный позиционный код							Двоичный код		
	e_1	e_2	e_3	e_4	e_5	e_6	e_7	b_1	b_2	b_3	b_4	b_5	b_6	b_7	2^2	2^1	2^0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
2	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0
3	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1
4	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0
5	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1
6	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0
7	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1

Пользуясь известными правилами булевой алгебры полученные выражения можно представить в конъюнктивно-нормальной форме:

$$\begin{aligned}
 a_0 &= \overline{b_1 b_3 b_5 b_7} \\
 a_1 &= \overline{b_2 b_3 b_6 b_7} \cdot \\
 a_2 &= \overline{b_4 b_5 b_6 b_7}
 \end{aligned}$$

Полученные логические уравнения реализуются в дешифраторе ДШ вольтметра. Порог чувствительности прибора равен порогу срабатывания младшего компаратора $u_{пор.} = \frac{u_0}{m}$, а верхний предел измерения определяется значением опорного напряжения u_0 .

Таким образом, полученные значения разрядных цифр выходного кода выражены в виде логических функций действительных переменных, влияющих на точность работы вольтметра: номиналов элементов резистивной матрицы, опорного напряжения, параметров неидельности сравнивающего устройства. Это позволяет применить машинные методы анализа метрологических характеристик вольтметра.

Достоинством таких вольтметров является уникально высокое быстродействие – время преобразования лежит в пределах 10.....100 нС. Основным недостатком является сильная зависимость количества используемых компараторов и резисторов n от числа двоичных разрядов выходного кода m : $n = 2^m$. Например, при $m = 10$, $n = 1024$, что делает необходимым применение радиаторов для исключения сверхдопустимого саморазогрева устройства. Промышленностью выпускаются интегральные 6 и 10 – разрядные АЦП параллельного преобразования (микросхемы КР1107 ПВ1,2,3 и КР1108ПВ1 соответственно).

2.8 МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

2.8.1 Общие сведения из теории мостовых схем

Для измерения параметров электрических цепей постоянного и переменного тока на практике применяется большое разнообразие мостовых схем: одинарные, двойные, Т-образные с числом плеч до 6-7. Однако путем эквивалентных преобразований все они могут быть преобразованы к схеме классического 4-плечевого моста (моста Уитсона), приведенного на рис. 2.50.

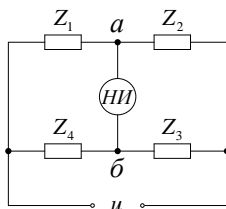


Рис. 2.50. Схема четырехплечевого моста:

НИ – нуль индикатор; $Z_1...Z_4$ – комплексные сопротивления

Измерение основано на балансировке моста. Мост считается сбалансированным, если напряжение между точками a и b (измерительная диагональ моста) равно нулю. Запишем напряжения в этих точках:

$$u_a = \frac{u}{Z_1 + Z_2} \cdot Z_2, \quad u_b = \frac{u}{Z_3 + Z_4} \cdot Z_3.$$

Тогда:

$$u_{a\bar{b}} = u_a - u_b = u \left(\frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} - \frac{Z_3}{Z_3 + Z_4} \right) = u \left(\frac{Z_2 Z_3 + Z_2 Z_4 - Z_1 Z_3 - Z_2 Z_3}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)} \right).$$

Очевидно, что условие $u_{a\bar{b}} = 0$ выполняется, когда произведения сопротивлений накрест лежащих плеч равны между собой:

$$Z_2 \cdot Z_4 = Z_1 \cdot Z_3. \quad (2.8.1)$$

Если $Z_1 \dots Z_4$ комплексные, то Z_i можно представить в показательной форме:

$$Z_i = z_i \cdot e^{i\varphi}.$$

Тогда (2.8.1) представим в виде:

$$z_2 e^{i\varphi_2} \cdot z_4 e^{i\varphi_4} = z_1 e^{i\varphi_1} \cdot z_3 e^{i\varphi_3}. \quad (2.8.2)$$

Последнее уравнение можно разбить на два:

$$\left. \begin{aligned} z_2 \cdot z_4 &= z_1 \cdot z_3 \\ \varphi_2 + \varphi_4 &= \varphi_1 + \varphi_3 \end{aligned} \right\}. \quad (2.8.3)$$

Первое уравнение (2.8.3) соответствует условию баланса амплитуд, а второе уравнение – баланса фаз мостовой схемы. Второе уравнение показывает, какими по характеру должны быть сопротивления плеч моста для того, чтобы его в принципе можно было

уравновесить на переменном токе. Например, если Z_1, Z_2 - чисто активные сопротивления, то для выполнения баланса фаз одно из сопротивлений, входящих правую часть, должно быть емкостным, а другое индуктивным, так, чтобы фазовый сдвиг:

$$\varphi_1 + \varphi_3 = 0.$$

2.8.2 Мосты для измерения активных сопротивлений

Мост для измерения активного сопротивления является частным случаем моста переменного тока, рассмотренного выше при $Z_1 = R_1, Z_2 = R_2, Z_3 = R_3, Z_4 = R_4$ (рис. 2.51).

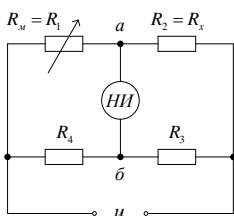


Рис. 2.51. Мост для измерения активного сопротивления

Условия баланса такого моста запишется в виде:

$$R_1 R_3 = R_2 R_4.$$

Пусть $R_2 = R_x$ и $R_1 = R_M$, где R_x - измеряемое сопротивление, R_M - сопротивление регулируемого магазина сопротивлений. Тогда:

$$R_M R_3 = R_x R_4,$$

откуда:

$$R_x = R_M \frac{R_3}{R_4}.$$

В момент баланса $U_{ab} = 0$. Тогда при $R_4 = R_3$, получим: $R_x = R_M$, что позволяет считывать результат измерения со шкалы магазина сопротивлений.

Сопротивления R_3 и R_4 используют для регулировки диапазона измерения. Так, если $R_x > R_{M \max}$, то $R_3 / R_4 > 1$, а при $R_x < R_{M \min}$ отношение R_3 / R_4 выбирают меньше единицы.

Достоинства мостового метода измерений:

1. Высокая точность измерений, обусловленная возможностью использования образцовых резисторов R_M, R_3, R_4 .
2. Условие баланса не зависит от напряжения питания, а следовательно, от его нестабильности.
3. Очень широкий динамический диапазон измерения: $10^{-6} \dots 10^7 \text{ Ом}$.

Для увеличения точности измерения необходимо выбирать НИ с минимальным порогом чувствительности и максимальной чувствительностью, а также как можно выше поднимать напряжение питания. Отметим, что проведение измерений при повышенном напряжении питания моста эквивалентно снижению порога чувствительности нуль-индикатора.

Достоинством мостов является то, что процесс измерения может быть достаточно просто автоматизирован. Для увеличения точности измерения необходимо выбирать НИ с минимальным порогом чувствительности и максимальной чувствительностью, а также как можно выше поднимать напряжение питания. Отметим, что проведение измерений при повышенном напряжении питания моста эквивалентно снижению порога чувствительности нуль-индикатора.

Достоинством мостов является то, что процесс измерения может быть достаточно просто автоматизирован (рис. 2.52).

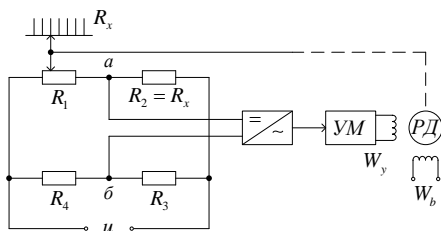


Рис. 2.52. Автоматизация мостового метода измерения активного сопротивления

Напряжение разбаланса моста U_{ab} подается на вход фазочувствительного преобразователя постоянного напряжения в переменное, которое усиливается усилителем мощности УМ и подается на обмотку управления реверсивного двигателя РД. Фазочувствительный преобразователь реагирует на полярность входного напряжения. При изменении знака входного напряжения фаза выходного сигнала изменяется на 180° . Направление вращения РД зависит от соотношения фаз напряжений управления и возбуждения. Например, если сдвиг фаз между ними равен нулю, ротор РД вращается по часовой стрелке, а если сдвиг фаз равен 180° – против часовой стрелки. Нулевой фазовый сдвиг соответствует $U_{ab} > 0$, а 180° – градусный сдвиг соответствует $U_{ab} < 0$. При вращении двигателя через кинематическую схему (на рисунке показана пунктирной линией) перемещается движок реостата R_1 и указатель относительно шкалы, оцифрованной в единицах измеряемого сопротивления. Направление вращения РД выбирается так, чтобы при перемещении движка реохорда R_1 мост стремился к равновесию.

Если в этой схеме в качестве R_2 установить, например, терморезистор, то данную схему можно использовать в качестве измерителя температуры.

2.8.3 Цифровой автоматический мост для измерения активного сопротивления

Особенность данного моста (рис. 2.53) заключается в использовании вместо резистора R_1 цифроаналогового преобразователя кода в сопротивление (N/R_1).

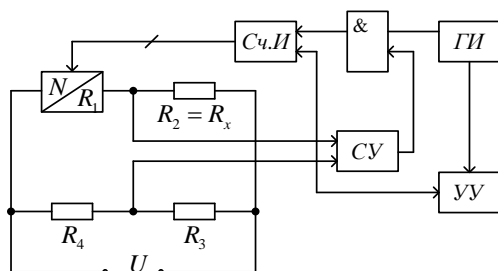


Рис. 2.53. Функциональная схема цифрового автоматического моста для измерения активного сопротивления

Преобразователь «код-сопротивление» может быть выполнен, например, по схеме, представленной на рис. 2.54.

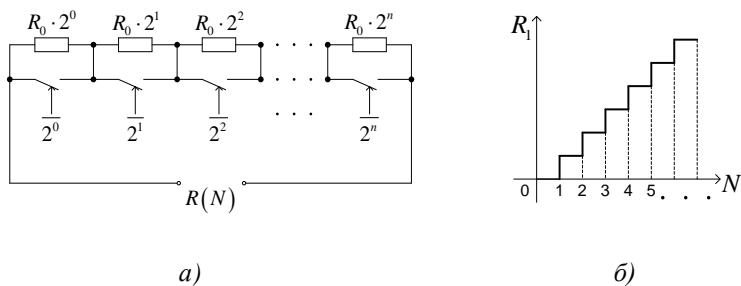


Рис. 2.54. Пример исполнения ЦАП «код-сопротивление» (а) и зависимость его сопротивления от управляющего кода (б)

В простейшем случае ЦАП представляет собой набор последовательно соединенных резисторов, номиналы которых выбраны в соответствии со значениями весовых коэффициентов двоичного кода $2^0 \dots 2^{n-1}$. Если все ключи $K_0 \dots K_{n-1}$ замкнуты $\{a_i\} = 0$, то общее сопротивление $R(N)$ равно нулю. Наоборот, если все ключи разомкнуты $\{a_i\} = 1$, то сопротивление преобразователя максимально и равно:

$$R_1 = R_0 \sum_{i=0}^{n-1} 2^i,$$

где R_0 – значение резистора с весовым коэффициентом, равным единице.

При произвольном изменении управляющего кода N на входах ЦАП суммарное сопротивление изменяется по закону:

$$R_1 = R_0 N = R_0 \sum_{i=0}^{n-1} a_i 2^i.$$

Аналогичным образом изменяется значение суммарной цифровой управляемой емкости (рис. 2.55,а).

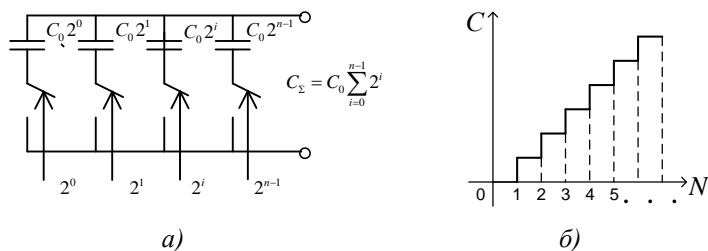


Рис. 2.55. Пример исполнения ЦАП «код-емкость» (а) и зависимость его емкости от управляющего кода (б)

Зависимости сопротивления и емкости от значений управляющего кода приведены на рис. 2.54,б и 2.55,б.

Управляющий код N в рассматриваемой схеме формируется на выходе счетчика импульсов $CчИ$. В исходный момент времени устройство управления $УУ$ подает сигнал «сброс» на $CчИ$, его выходной код N , а следовательно, и сопротивление R_1 становятся также равными нулю. Алгоритм работы сравнивающего устройства (СУ) определяется соотношением

$$U_{CV} = \begin{cases} 1 & \text{при } U_{a\bar{b}} > 0, \\ 0 & \text{при } U_{a\bar{b}} \leq 0. \end{cases}$$

Предположим, что $R_3 = R_4$, тогда при $R_1 = 0$ потенциалы в точках a и b соответственно равны $U_a = U_-$, $U_b = 0,5U_-$. Напряжение на входах компаратора равно $u_{a\bar{b}} > 0$, что соответствует формированию на выходе СУ выходного сигнала $u_{CV} = 1$. Это приводит к открыванию вентиля $\&$ (элемент 2И) для прохождения счетных импульсов с генератора $ГИ$ на счетчик и началу счета. С ростом показаний счетчика N увеличивается R_1 в соответствии с графиком на рис. 2.55,б.

В момент, когда мост приходит в состояние баланса, т.е. $u_{a\bar{b}}$ становится меньше или равным нулю $u_{a\bar{b}} \leq 0$, выходной сигнал $u_{CV} = 0$. Это приводит к запираанию элемента 2-И и прекращению счета. Если $R_3 = R_4$, то измеряемое сопротивление R_X тождественно равно коду на управляющих входах ЦАП, т.е. $R_X = R_0 N |_{u_{CV}=0}$. Устройство управления может обеспечивать работу прибора как в циклическом, так и в ждущем режимах.

Погрешность данного моста зависит от чувствительности CU и величины порога чувствительности R_0 , числа разрядов, временной и температурной стабильности ЦАП.

2.8.4 Мосты для измерения индуктивности

В качестве плеча сравнения может использоваться образцовая катушка индуктивности или образцовый конденсатор (рис. 2.56).

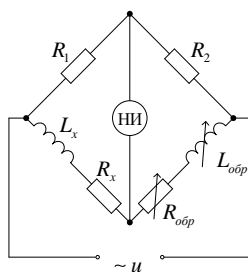


Рис. 2.56. Пример выполнения мостов для измерения индуктивности

Условие баланса моста, представленного на рис. 2.49,а (равенство произведений накрест лежащих сопротивлений) имеет вид:

$$R_1(R_{обp} + j\omega L_{обp}) = R_2(R_x + j\omega L_x) .$$

Последнее уравнение можно разбить на два, которые отражают баланс действительных и мнимых частей. Из уравнения баланса действительных частей

$$R_1 R_{обp} = R_2 R_x$$

находим омическое сопротивление катушки:

$$R_x = R_{обp} \frac{R_1}{R_2} .$$

Из уравнения баланса мнимых частей:

$$R_1 \cdot L_{обр} = R_2 \cdot L_x$$

находим значение измеряемой индуктивности

$$L_x = L_{обр} \frac{R_1}{R_2} .$$

В связи с трудностями изготовления катушек с большим числом дискретных значений индуктивности, на практике удобнее всего использовать схему на рис. 2.57 в которой в плече уравновешивания используется образцовая емкость.

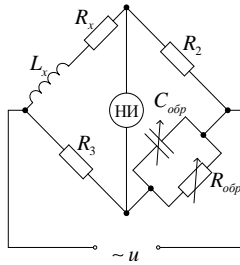


Рис. 2.57. Пример выполнения мостов для измерения индуктивности

Уравнение баланса для этого случая имеет вид:

$$(R_x + j\omega L_x) \left(\frac{1}{R_{обр}} + j\omega C_{обр} \right)^{-1} = R_1 \cdot R_2 .$$

Из уравнений баланса мнимой и действительной частей, получим:

$$\begin{cases} L_x = C_{обр} \cdot R_1 \cdot R_2 \\ R_x = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_{обр}} \end{cases} .$$

Добротность катушки: $Q = \frac{\omega L_x}{R_x} = \omega \cdot R_{обр} \cdot C_{обр}$.

2.8.5 Мосты для измерения емкости

В зависимости от значения диэлектрических потерь эквивалентная схема конденсатора может быть представлена в виде последовательной или параллельной RC – цепи (рис. 2.58):

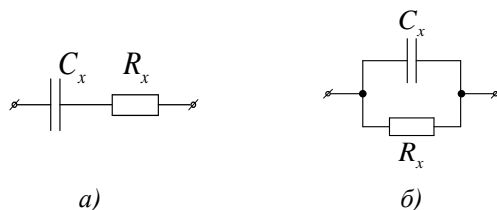


Рис. 2.58. Эквивалентные схемы конденсатора:
а – с малыми, б – с большими диэлектрическими потерями

Мостовые схемы, соответствующие указанным эквивалентным схемам, приведены на рис. 2.59.

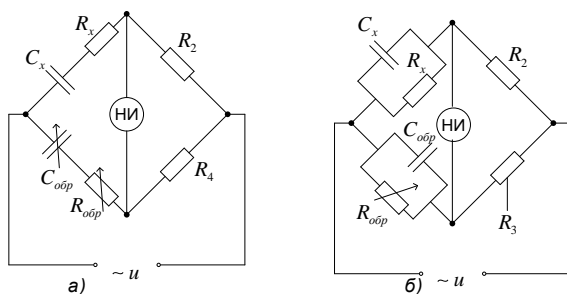


Рис. 2.59. Схемы мостов для измерения емкости

Условие баланса схемы на рис. 2.59,а имеет вид:

$$\left(R_x - \frac{j}{\omega C_x} \right) R_2 = R_1 \left(R_{обр} - \frac{j}{\omega C_{обр}} \right).$$

Баланс действительных частей:

$$R_x \cdot R_2 = R_1 \cdot R_{обр},$$

откуда:

$$R_x = R_{обр} \frac{R_1}{R_2}.$$

Баланс мнимых частей:

$$\frac{R_2}{C_x} = \frac{R_1}{C_{обр}},$$

откуда

$$C_x = C_{обр} \frac{R_2}{R_1}.$$

По результатам измерения R_x и C_x можно определить тангенс угла диэлектрических потерь $tg(\delta_x) = \omega \cdot C_x \cdot R_x$.

Рассуждая аналогично, получим для схемы рис. 2.59,б, получим:

$$\begin{cases} R_x = R_{обр} \frac{R_2}{R_1}, \\ C_x = C_{обр} \frac{R_1}{R_2}. \end{cases}$$

Уравновешивание мостов на переменном токе осуществляется поочередной регулировкой $R_{обр}$, $C_{обр}$, $L_{обр}$. Активные сопротивления, включенные в плечи мостов служат для изменения пределов измерения.

Рассмотренные схемы мостов переменного тока конструктивно объединяются в универсальных аналоговых мостах для измерения $R, L, C, Q, tg\delta$, в которых путем переключения рода работ можно

получить нужную схему моста, в том числе и моста постоянного тока. Универсальные мосты работают обычно на частотах 100 или 1000 Гц. При более высоких частотах резко возрастает погрешность из-за влияния паразитных емкостей и индуктивностей (между плечами моста, плечами и землей, мостом и оператором). Экранирование элементов моста позволяет увеличить верхнюю границу рабочих частот до десятков килогерц.

2.8.6 Цифровой измеритель активного сопротивления и емкости

Принцип действия прибора основан на разряде конденсатора, предварительно заряженного до некоторого напряжения U_1 . Процесс разряда конденсатора (рис. 2.60) через активное сопротивление описывается известным из выражением:

$$U_c = U_1 e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Если измерить время t , в течение которого напряжение на емкости изменится от U_1 до $\frac{U_1}{e}$, т.е. постоянную времени $\tau = RC$, то по известному активному сопротивлению $R_{обр}$ можно определить емкость C_x и наоборот. Схема, реализующая данный метод, показана на рис. 2.61.

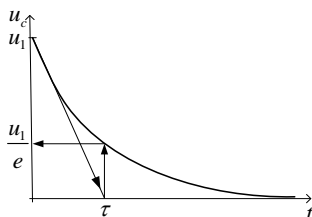


Рис. 2.60. График переходного процесса в RC-цепи

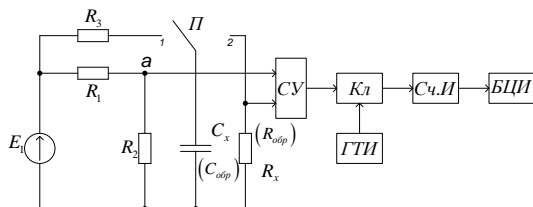


Рис. 2.61. Функциональная схема цифрового измерителя R и C

В начальный момент времени переключатель Π находится в положении 1 и конденсатор C_x заряжается через R_3 до напряжения u_1 . После этого переключатель переводится в положение 2 и емкость C_x разряжается через $R_{обр}$. Потенциал в точке a (опорное напряжение компаратора) выбираем равным:

$$u_a = \frac{U_1}{e} = \frac{U_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Алгоритм работы сравнивающего устройства можно задать уравнением вида

$$U_{CV} = \begin{cases} 1 & \text{при } U_c > U_a, \\ 0 & \text{при } U_c \leq U_a. \end{cases}$$

До тех пор, пока напряжение на C_x больше, чем u_a , выходной сигнал сравнивающего устройства «1» поддерживает $Кл$ в открытом состоянии для прохождения импульсов ГТИ на счетчик. Как только u_c становится меньше или равным $\left(u_c \leq \frac{U_1}{e}\right)$ выходной сигнал CV запирает ключ. Число импульсов N , которое прошло на ключ за время τ :

$$N = \frac{\tau}{T_{Cч}} = \frac{R_x \cdot C_{обр}}{T_{Cч}} = \frac{C_x \cdot R_{обр}}{T_{Cч}},$$

где $T_{Cч}$ – период счетных импульсов, формируемых ГТИ.

2.8.7 Мостовой измеритель параметров электрических цепей со встроенной микропроцессорной системой

Прибор предназначен для измерения сопротивления, индуктивности, емкости и добротности с автоматическим изменением пределов измерений и автоподстройкой [8]. Погрешность не превышает 0.1%. Структурная схема прибора приведена на рис. 2.62.

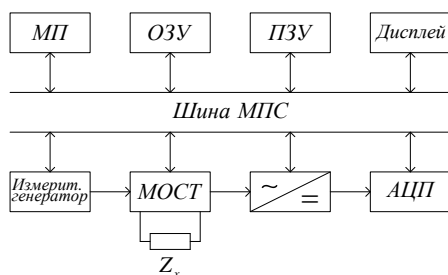


Рис. 2.62. Структурная схема измерителя параметров электрических цепей со встроенной микропроцессорной системой

К входным зажимам прибора в качестве одного из плеч моста подключают измеряемый элемент, например активное сопротивление $Z_x = R_x$. Выбирают частоту напряжения, которым запитывается мост. Обычно выбирается одно из 3-х значений: 100 Гц, 1 кГц, 10 кГц. По умолчанию устанавливается частота равная 1 кГц. При измерении больших емкостей и индуктивностей устанавливается 100 Гц, малых – 10 кГц. Измерения на разных частотах.

После нажатия клавиши включения прибора, микропроцессор производит опрос передней панели (какие клавиши нажаты), включает измерительный генератор и устанавливает начальное значение частоты, подводя напряжение генератора к мостовой схеме. Далее микропроцессор считывает из ПЗУ программу, определяющую процедуру измерения подключаемого к мосту параметра.

Как правило, мостовая схема оказывается разбалансированной. Переменное напряжение разбаланса преобразуется в постоянное, оцифровывается в АЦП, а код сигнала разбаланса передается в ОЗУ.

После этого микропроцессор начинает регулировать цифровые образцовые элементы мостовой схемы и одновременно анализировать выходной сигнал АЦП.

Как только код АЦП становится равным нулю, мост считается сбалансированным.

После достижения баланса микропроцессор выполняет необходимые вычисления, преобразует информацию в дисплейный формат и выводит на дисплей.

Достоинством микропроцессорных измерений является возможность автоматического измерения погрешности, образуемой остаточной индуктивностью выводов, паразитной емкостью выводов, а также возможность программно управляемой подстройки с целью исключения указанной погрешности.

2.8.8 Цифровой измеритель добротности (Q – метр)

Добротность – это показатель качества катушки индуктивности при работе на переменном токе, равный отношению индуктивного сопротивления катушки к ее активному сопротивлению. Чем выше добротность, тем лучше катушка, меньше потери. На добротность влияют материал сердечника или каркаса, толщина провода, способ намотки этого провода и др. Принцип действия прибора основан на измерении числа периодов затухающих колебаний в контуре ударного возбуждения, состоящего из параллельно включенных катушки индуктивности и образцового конденсатора. Известно, подаче на контур короткого импульса напряжения в нем возникают свободные затухающие колебания, огибающая которых описывается выражением:

$$u = u_1 \cdot e^{-\alpha t} = u_1 \cdot e^{-\frac{\omega t}{2Q}},$$

где Q – добротность, t – длительность наблюдения, $\omega = 2\pi f$,

$f = \frac{1}{T}$, T – период свободных колебаний.

Если текущее время как $t = N \cdot T$, то можно написать:

$$u = u_1 \cdot e^{-\frac{2\pi f \cdot N \cdot T}{2Q}} = u_1 \cdot e^{-\frac{N \cdot \pi}{Q}}.$$

Если положить

$$u = u_1 \cdot e^{-\frac{2\pi f \cdot N \cdot T}{2Q}} = u_1 \cdot e^{-\frac{N \cdot \pi}{Q}},$$

то

$$u = u_1 \cdot e^{-\pi}.$$

Отсюда следует, что если измерить число свободных колебаний от 1-го, с амплитудой N , до N -го, с амплитудой, $u_1 e^{-\pi}$ то число таких колебаний будет численно равно добротности. Проиллюстрируем это графически на рис. 2.63. В начальный момент времени импульс $ГУВ$ заряжает емкость $C_{обр}$ до напряжения U_1 , после чего в контуре возникают свободные затухающие колебания. Амплитуда 1-го колебания равна u_1 . До тех пор, пока амплитуда свободных колебаний будет больше, чем $u_1 \cdot e^{-\pi}$, эти колебания проходят через $Кл$ и $\PhiУ$ на $СЧИ$ ($\PhiУ$ необходимо для преобразования затухающих колебаний в последовательность прямоугольных импульсов).

Измеритель добротности, реализующий рассмотренный метод, приведен на рис. 2.64.

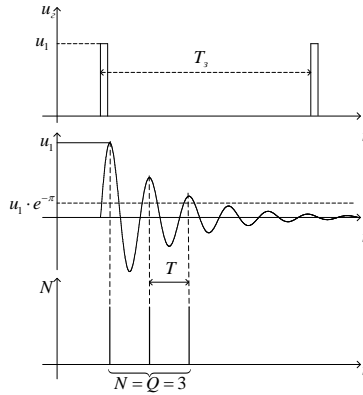


Рис. 2.63. Временные диаграммы цифрового метода измерения добротности

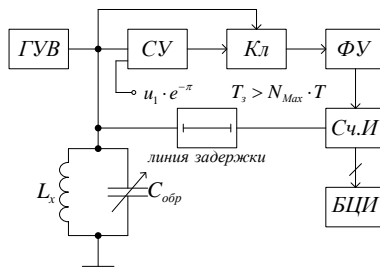


Рис. 2.64. Функциональная схема цифрового измерителя добротности:

$ГУВ$ – генератор ударного возбуждения; $Кл$ – ключ;

$ФУ$ – формирующее устройство; $СчИ$ – счетчик импульсов;

$БЦИ$ – блок цифровой индикации

Как только амплитуда колебаний станет меньше или равна $u_1 \cdot e^{-\pi}$, срабатывает $СУ$ и закрывается $Кл$ для прохождения свободных колебаний.

Число импульсов N зафиксированных в $СчИ$ численно равно добротности. Через интервал времени $T_z > N_{Max} \cdot T$, определяемое

линией задержки, показания счетчика сбрасываются на ноль и прибор вновь готов к работе.

Погрешность зависит от чувствительности $СУ$, точности настройки порога срабатывания и параметров образцового конденсатора $С_{ОБР}$.

2.9 ИЗМЕРЕНИЕ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

2.9.1 Ручное измерение АЧХ четырехполюсников

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) четырехполюсника представляет собой зависимость коэффициента передачи от частоты входного сигнала:

$$K(\omega) = \frac{U_{\text{вых}}(\omega)}{U_{\text{вх}}(\omega)}.$$

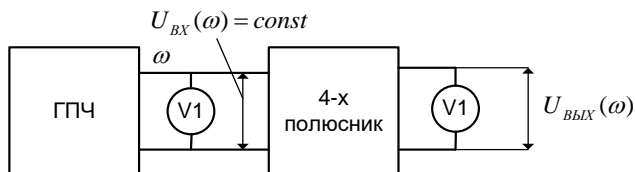


Рис. 2.65. Схема для ручного измерения АЧХ

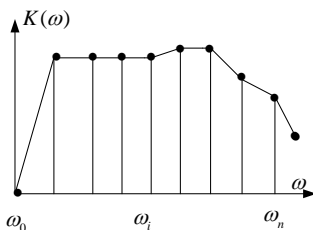


Рис. 2.66. Вид амплитудно-частотной характеристики

Для ручного измерения АЧХ на вход четырехполюсника подаются сигналы от генератора синусоидального сигнала постоянной амплитуды $U_{\text{вх}}(\omega) = \text{const}$. Изменяя частоту входного сигнала, измеряют выходное напряжения $U_{\text{вых}}(\omega)$, которое полностью определяет вид АЧХ исследуемого четырехполюсника.

2.9.2 Цифровой микропроцессорный измеритель АЧХ

Структурная схема прибора приведена на рис. 2.67.

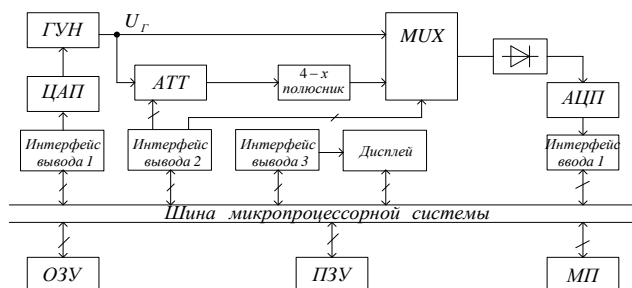


Рис. 2.67. Цифровой микропроцессорный измеритель АЧХ:

АТТ – аттенюатор; MUX – аналоговый мультиплексор;

ГУН – генератор, управляемый напряжением

Пусть исследуемый четырехполюсник представляет собой усилитель. Принцип действия прибора основан на подборе такого значения коэффициента ослабления аттенюатора, включенного последовательно с усилителем, который численно равен значению коэффициента усиления на данной частоте.

В соответствии с программой, хранящейся ПЗУ – микропроцессор посылает управляющий код (слово данных) через интерфейс вывода 1 на входы ЦАП. На выходе ЦАП получаем первое дискретное значение управляемого напряжения, на выходе ГУН – первое значение частоты ω . ГУН представляет собой преобразователь по-

стоянного напряжения в частоту синусоидального сигнала. Амплитуда напряжения на выходе ГУН автоматически поддерживается постоянной на всех частотах.

Вначале мультиплексор по команде микропроцессора, поступающей через интерфейс вывода 2, подключает через выпрямитель к входу АЦП напряжение непосредственно с выхода ГУН. Код напряжения генератора через интерфейс ввода 1 подается в шину МПС и записывается в ОЗУ. После этого мультиплексор подключает ко входу АЦП выход усилителя. Код выходного напряжения усилителя также поступает в ОЗУ. Микропроцессор сравнивает результаты 2-х измерений. В результате этого сравнения МПС вырабатывает слово данных, которое через интерфейс вывода 2 посылается на управляющий вход аттенюатора. В результате затухание, вносимое аттенюатором, изменяется до тех пор, пока выходной сигнал усилителя не станет равным напряжению генератора. Такое равенство возможно лишь в том случае, когда коэффициент усилителя на данной частоте численно равен коэффициенту ослабления сигнала аттенюатором. В свою очередь, мерой коэффициента ослабления является значение управляющего кода аттенюатора, при котором наблюдается равенство сигналов с генератора и усилителя. Измеренное таким образом значение коэффициента усиления на частоте ω_1 фиксируется в памяти МПС. На этом процедура измерения на частоте ω_1 закончена. После этого микропроцессор через интерфейс вывода 1 посылает второе значение управляющего кода на ЦАП. На выходе ЦАП устанавливается второе значение управляющего напряжения ГУН, а на выходе ГУН – второе значение частоты. После этого измерительная процедура повторяется в соответствии с описанным алгоритмом.

В результате многократного выполнения указанных измерений на разных частотах в памяти микропроцессора формируется числовой массив значений АЧХ, который может быть отображен на дисплее в графической или табличной формах.

2.10 ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

2.10.1 Аналоговые методы и приборы для измерения математического ожидания и дисперсии

Свойства и параметры случайных процессов описываются рядом числовых характеристик или моментов случайной величины [1,2].

Для случая стационарного эргодического случайного процесса к числовым характеристикам относятся математическое ожидание и дисперсия:

$$m_x = \bar{x}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{T_x} \int_0^t x(t) dt, \quad (2.10.1)$$

$$D_x = \sigma_x^2 = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{T_x} \int_0^t [x(t) - m_x]^2 dt = \left(\overline{x^2} \right), \quad (2.10.2)$$

где T_x – время анализа.

В измерительной технике m_x часто отождествляют с истинным значением измеряемой величины. Значение дисперсии D_x характеризует мощность случайных флуктуаций. Измерение m_x в соответствии с (2.10.1) требует применения идеального интегратора.

Если $x = \{I, U\}$, то в качестве интегратора можно использовать интегрирующие RC–цепи, магнитоэлектрические приборы, а также электронные интеграторы на основе ОУ. Выходной сигнал интегратора (рис. 2.68):

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{T_{\text{изм}}} \int_0^t u(t) dt.$$

Если положить $T_{изм} = RC = \tau$, где τ – постоянная времени интегратора, то $u_{вых}(T_{изм}) = m_x^*$. Для реализации условий интегрирования необходимо размыкать ключ $Kл$ на время $T_{изм}$, а перед следующим измерением замыкать для полного и быстрого разряда C через малое внутренне сопротивление замкнутого ключа. Регулировкой R и C можно добиться нужного времени измерения $T_{изм}$, которое должно быть намного больше чем период самой низкочастотной составляющей спектра входного сигнала.

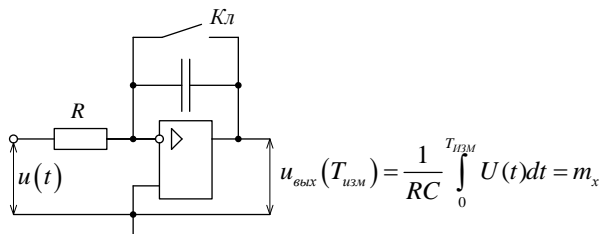


Рис. 2.68. Схема аналогового интегратора

Для измерения D_x можно воспользоваться аналоговым вольтметром с квадратичным уравнением преобразования (рис. 2.69).

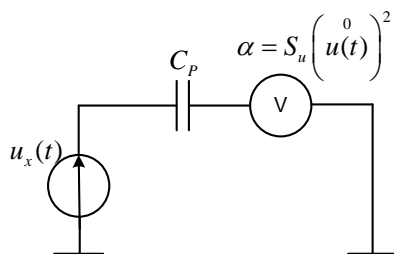


Рис. 2.69. Аналоговый прибор для измерения дисперсии

Угол отклонения стрелки вольтметра пропорционален среднему за период квадрату центрированного значения входного сигнала $\alpha = S_u \cdot \overline{(u)_{ex}^2}$, где S_u – чувствительность вольтметра (см. выражение 2.10.2). Усреднение осуществляется за счет инерционных свойств электромеханического вольтметра.

Вольтметр должен иметь закрытый вход (через разделительный конденсатор C_p) для центрирования входного сигнала и достаточную протяженность квадратичного участка для обеспечения требуемого соотношения между пиковым и действующим значениями входного сигнала.

2.10.2 Цифровой прибор для измерения математического ожидания случайных процессов

В этом случае интегральное выражения для m_x (2.10.1) заменяют суммами:

$$m_x = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k x(t_i), \quad iT_{Ц} < t_i < (i+1)T_{Ц}, \quad (2.10.3)$$

где $T_{Ц}$ – длительность одного цикла измерения параметра x ; i – номер цикла $i = 0, 1, 2, \dots, k$; $k = \frac{T_{И}}{T_{Ц}}$ – общее число выборок (измерений), $x(t_i)$ – значение измеряемого сигнала в i -тый момент времени.

Схема простейшего измерителя математического ожидания на выходе аналого-цифрового преобразователя напряжения приведена на рис. 2.70. Прибор содержит аналого-цифровой преобразователь напряжения (АЦП), таймер, генератор тактовых импульсов (ГТИ), регистр памяти (РП) и микроконтроллер (МК). Таймер формирует

прямоугольный импульс, длительность которого T_H определяет время анализа случайного сигнала на выходе АЦП. На второй вход логического элемента 2И поступает последовательность прямоугольных импульсов от ГТИ, период которых $T_{Ц}$ равен одному циклу измерения. Период сигнала ГТИ определяет интервал дискретизации во времени выходного сигнала АЦП. По сигналу на выходе элемента 2И происходит запись текущего значения выходного сигнала АЦП и передача полученного значения в память МК. За время T_H в памяти МК накапливается k значений цифровых отсчетов измеряемого сигнала, $k = T_H / T_{Ц}$. После этого МК в соответствии с (2.10.3) вычисляет математическое ожидание исследуемого процесса как среднее значение за время T_H .

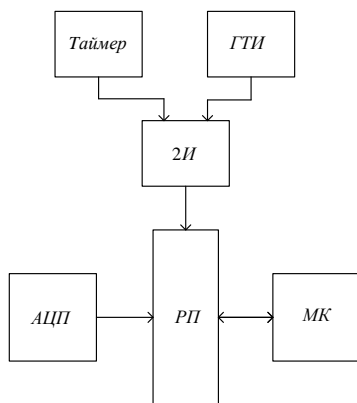


Рис. 2.70. Схема цифрового измерителя математического ожидания

2.10.3 Цифровой метод измерения дисперсии

В этом случае интегральное выражение для дисперсии (2.10.2) заменяется суммой

$$D_x = \frac{1}{k-1} \sum_{i=1}^k \left[x(t_i) \right]^2, i T_u < t_i < (i+1) T_u,$$

которое представляет собой среднее за $k-1$ циклов значение суммы центрированных значений измеряемого сигнала в дискретные моменты времени (см. раздел 2.10.2).

При реализации цифрового метода измерения дисперсии необходимо иметь в виду равенство

$$\left(x(t_i) \right)^2 = \left| x(t_i) \right|^2. \quad (2.10.4)$$

Для измерения дисперсии $D = \sigma^{*2}$ необходимо вначале произвести центрирование входного сигнала: $\overset{\circ}{u}(t) = u(t) - m^*$, а затем возвести в квадрат получившуюся величину. Структурная схема цифрового прибора, реализующего данный алгоритм, представлена на рис. 2.71.

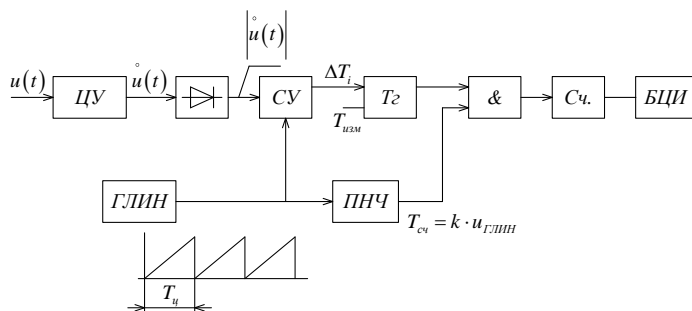


Рис. 2.71. Структурная схема цифрового измерителя дисперсии

Входной сигнал вначале центрируется в центрирующем устройстве (ЦУ) затем выпрямляется и подается на один из входов СУ. На второй вход подается сигнал от автоколебательного ГЛИН.

Период пилообразного сигнала равен T_{Π} (рис. 2.72). В результате сравнения $\left| u(t) \right|^0$ и выходного сигнала ГЛИН формируется последовательность импульсов, длительностью $\Delta T_i = |u(t_i)| \cdot ctg \beta$.

Измеряя длительности этих интервалов по числу n_i заполняющих их счетных импульсов, получим $n_i = \frac{\Delta T_i}{T_{сч}}$, где $T_{сч}$ – период счетных импульсов, вырабатываемых преобразователем напряжения в частоту (ПНЧ). Частота счетных импульсов прямо пропорциональна входному напряжению, в данном случае напряжению ГЛИН: $f_{сч} = m \cdot u_{ГЛИН}(t)$, m – коэффициент преобразования напряжения в частоту. (более подробно см. раздел «Цифровой вольтметр с промежуточным преобразованием напряжения в частоту»).

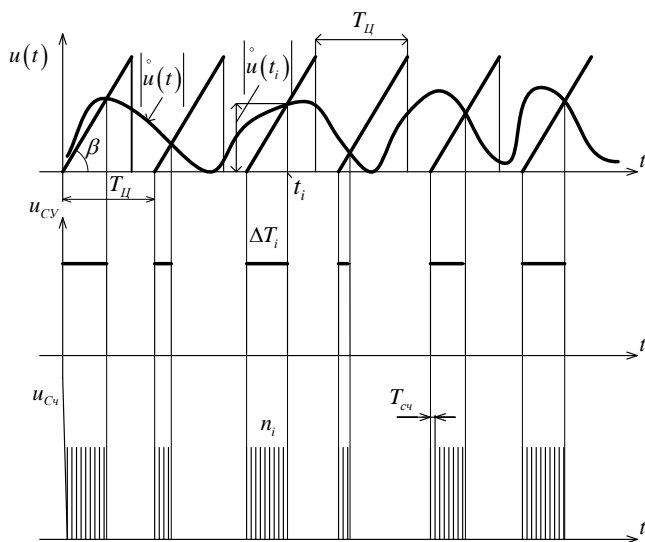


Рис. 2.72. Временные диаграммы работы измерителя дисперсии

Тогда число импульсов, соответствующее i -тому временному интервалу составит

$$n_i = \Delta T_i f_{сч} = |u(t_i)| \cdot m \cdot u_{г\text{ЛНН}}(t) \text{ctg } \beta.$$

В момент t_i : $\left| \overset{\circ}{u}(t_i) \right| = u_{г\text{ЛНН}}(t_i)$, поэтому число импульсов n_i оказывается пропорциональным квадрату централизованного значения напряжения $\left| \overset{0}{U}(t_i) \right|^2$:

$$n_i = m \cdot \left| \overset{0}{U}(t_i) \right|^2 \cdot \text{ctg } \beta.$$

Общее число импульсов, прошедших на счетчик, с учетом равенства (2.10.4) будет равно

$$N = \sum_1^k n_i = m \text{ctg } \beta \sum_{i=1}^k \overset{\circ}{u}^2(t_i),$$

где k – число циклов измерения.

Поделив в вычислительном устройстве (на рис. 2.71 не показано) полученное число N на постоянную величину $m \text{ctg } \beta(k-1)$, получим оценку дисперсии исследуемого процесса (см. формулу 2.9.4):

$$\frac{N}{m \cdot \text{ctg } \beta \cdot (k-1)} = \frac{1}{(k-1)} \sum_{i=1}^k \overset{0}{u}^2(t_i) = D^*(u).$$

Погрешности измерения величин m_x и D_x определяются в основном конечностью времени усреднения $T_{изм} = kT_{ц}$. Чем больше $T_{изм}$, тем выше точность измерения дисперсии математического ожидания случайного процесса.

Раздел 3. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ В ОБЛАСТИ ТЕХНИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

3.1 ЦЕЛИ И ОБЪЕКТЫ И ФОРМЫ ТЕХНИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Техническое регулирование – форма регулирования отношений в области разработки и применения правил и характеристик в целях их добровольного многократного использования, направленная на достижение упорядоченности в сферах производства и обращения продукции и обеспечения их безопасности и повышения конкурентоспособности.

Основные понятия и принципы технического регулирования сформулированы в ФЗ «О техническом регулировании» (2003 г.). Основными формами технического регулирования являются стандартизация и сертификация.

Стандартизация – деятельность по установлению требований к объектам технического регулирования с целью их многократного использования в сферах производства и обращения продукции.

Головной организацией, курирующей деятельность по техническому регулированию в Российской Федерации является Федеральное агентство по техническому регулированию и метрологии (Росстандарт).

В соответствии с Законом «О техническом регулировании» стандартизация осуществляется в целях:

– повышения уровня безопасности жизни или здоровья граждан, имущества физических или юридических лиц, государственного или муниципального имущества, экологической

безопасности, безопасности жизни или здоровья животных и растений и содействия соблюдению требований технических регламентов;

- повышения уровня безопасности объектов с учетом риска возникновения чрезвычайных ситуаций природного и техногенного характера;

- обеспечения научно-технического прогресса;

- повышения конкурентоспособности продукции, работ, услуг;

- рационального использования ресурсов;

- технической и информационной совместимости;

- сопоставимости результатов исследований (испытаний) и измерений, технических и экономико-статистических данных;

- взаимозаменяемости продукции;

- информационной совместимости;

- обеспечения единства методов контроля и маркировки

Основной проблемой при реализации целей стандартизации является преодоление противоречия между максимумом разнообразия и минимумом различия объектов.

К объектам стандартизации в области метрологии, радиотехники и приборостроения относятся:

- терминология в области метрологии;

- методики выполнения измерений;

- радиоэлектронные устройства и системы, измерительные приборы и их элементная база;

- процессы проектирования и испытания аппаратуры;

Основными документами в области метрологии являются:

- Федеральный закон от 26.06.2008 г. № 102 «Об обеспечении единства измерений»; Межгосударственная система стандартизации.

– РМГ 29-99. Государственная система обеспечения единства измерений. Метрология. Основные термины и определения.

– Межгосударственный стандарт ГОСТ 8.009-84. Государственная система обеспечения единства измерений. Нормируемые метрологические характеристики средств измерений.

Сертификация – подтверждение *соответствия* объекта технического регулирования требованиям технических регламентов, стандартов технических условий или условиям договоров между хозяйствующими субъектами. Сертификация может быть обязательной и добровольной. Обязательная сертификация проводится в отношении объектов, производимых по техническим регламентам. Добровольная сертификация проводится в целях обеспечения конкурентоспособности объектов стандартизации.

3.2 ОСНОВНЫЕ ДОКУМЕНТЫ В ОБЛАСТИ ТЕХНИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Основными документами в области технического регулирования и являются:

– технические регламенты, государственные и отраслевые стандарты, стандарты организаций и технические условия.

Технический регламент – документ, устанавливающий *обязательные* для применения требования к объектам технического регулирования. Целью принятия технических регламентов является обеспечение безопасности применения продукции. Различают механическую, электрическую, термическую, химическую, радиационную и другие виды безопасности. Перечень объектов, производимых по техническим регламентам устанавливается Правительством РФ.

Стандарт – документ, в котором изложены требования к объектам технического регулирования, которые выполняются на *доб-*

ровольной основе. Однако если стандарт введен в действие приказом вышестоящей инстанции, то выполнение требований стандарта в подведомственной организации становится обязательным.

Обозначение стандарта состоит из индекса «ГОСТ Р», регистрационного номера и отделенных от него тире четырех цифр года утверждения (принятия) стандарта (года его регистрации). Пример: ГОСТ Р 8724-2002.

Технические условия – документ, в котором изложены требования к продукции, согласованные между производителем и покупателем продукции.

Покупателем продукции могут выступать, например, крупные торговые сети.

Пример обозначения технических условий: ТУ 28.14.16-017-38576343-2013, где 28.14.16 – код ОКПД2, 017 – порядковый номер, присвоенный разработчиком, 38576343 – код ОКПО, 2013 – год утверждения. (ОКПД- «Общероссийский Классификатор Продукции по видам экономической Деятельности», ОКПО «Общероссийский классификатор предприятий и организаций»).

Стандарт организации (СТО) – документ, в котором изложены требования к проектированию, производству, эксплуатации изделий внутри данного предприятия. Стандарт организации вводится в действие приказом руководителя организации.

В настоящее время на территории Российской Федерации, наряду со стандартами РФ, действуют стандарты СССР, если они не противоречат действующему законодательству.

3.3 МЕТОДЫ СТАНДАРТИЗАЦИИ

Под методом стандартизации понимается прием или совокупность приемов, обеспечивающих достижение целей стандартизации. В радиотехнике и приборостроении наибольшее распростране-

ние такие методы, как типизация, параметрическая стандартизация, унификация и опережающая стандартизация.

3.3.1 Типизация объектов стандартизации

Типизация – это разновидность стандартизации, заключающаяся в разработке и установлении типовых решений (конструктивных, технологических, организационных и т.п.) на основе наиболее прогрессивных методов и режимов работы. Применительно к конструкциям типизация состоит в том, что некоторое конструктивное решение (существующее или специально разработанное) принимается за основное – базовое для нескольких одинаковых или близких по функциональному назначению изделий. Требуемая же номенклатура и варианты изделий строятся на основе базовой конструкции путем внесения в нее ряда второстепенных изменений и дополнений. Примером типизации в электронике и приборостроении является, например, типизация корпусов интегральных микросхем по форме корпуса, конструкции (планарные и штыревые) и числу выводов. Для микросхем стандартных цифровых серий используются корпуса с количеством выводов 14, 16, 20, 24, 28....

3.3.2 Параметрическая стандартизация

Параметрическая стандартизация – это деятельность, направленная на выбор и установление целесообразных численных значений параметров, подчиняющихся строго определенной математической закономерности. Параметрическая стандартизация основана на использовании рядов предпочтительных чисел (параметрических рядов), которые удовлетворяют следующим требованиям: предоставляют рациональную систему градаций, которая отвечает потребностям производства и эксплуатации; являются неограниченными как в направлении уменьшения, так и в

направлении увеличения чисел, т.е. допускают неограниченное развитие параметров или размеров в направлении увеличения и направлении уменьшения; включают все десятичные кратные или дробные значения любого числа, а также единицу, являются простыми и легко запоминаются. Диапазон параметрического ряда определяется практической потребностью в изделиях данного вида. Крайние члены выбираются так, чтобы была покрыта значительная часть потребностей в стандартизуемых изделиях в настоящем и будущем.

Перечисленными свойствами обладают числа, которые являются геометрическими прогрессиями.

Международная электротехническая комиссия (МЭК) установила предпочтительные числа по рядам $E3$, $E6$, $E12$, $E24$, $E48$, $E96$ и $E192$. Наиболее широкое применение имеют первые четыре ряда.

Ряды E построены на базе *геометрической прогрессии* со знаменателями:

$$E3-\varphi = \sqrt[3]{10} \approx 2,2; \quad E6-\varphi = \sqrt[6]{10} \approx 1,5; \quad E12-\varphi = \sqrt[12]{10} \approx 1,2; \\ E24-\varphi = \sqrt[24]{10} \approx 1,1.$$

На основе указанных рядов строятся шкалы номинальных значений электрорадиокомпонентов (резисторов, конденсаторов и др.), серийно выпускаемых промышленностью. Шкала номиналов резисторов, образованная в соответствии с рядом $E24$ в диапазоне значений от 1 до 10 Ом имеет вид: 1; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2; 2,2; 2,4; 2,7; 3; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1 Ом. Номиналы значений, больших чем 10 Ом, получают путем умножения значений из приведенного ряда чисел на коэффициент 10^n , $n = 1,2,3,4,5$.

Аналогичным образом строятся шкалы номиналов для конденсаторов. Если в таблице отсутствует сопротивление или емкость не-

обходимого значения, то пользуются *подстроечными* резисторами и емкостями, номиналы которых так же выбираются в соответствии с соответствующим рядом предпочтительных чисел.

3.3.3 Унификация объектов стандартизации

Унификация продукции – это деятельность, направленная на сокращение числа типов объектов одного и того же назначения и обеспечение взаимозаменяемости изделий одного функционального назначения.

Взаимозаменяемость – пригодность одного изделия быть использованным для полноценной замены другого изделия одного и того же назначения. Различают функциональную и геометрическую взаимозаменяемость. *Функциональная взаимозаменяемость* связана с возможностью выполнения изделиями одних и тех же функций. *Геометрическая взаимозаменяемость* связана с возможностью замены одного изделия на другое, отличающееся по конструкции, но имеющее приемлемые габариты и одинаковые присоединительные размеры. Например, элементы электрооборудования в отечественных автомобилях могут быть заменены на изделия аналогичного назначения от импортных автомобилей, имеющих иное конструктивное исполнение, но одинаковые электрические характеристики и посадочные размеры.

Примерами унифицированных объектов в электронике могут служить параметры сигналов интерфейсов измерительных, вычислительных систем и (RS232, RS485, ARINC 429), и систем связи (Ethernet), присоединительные размеры электрических разъемов, номинальные значения частоты и амплитуды питающих напряжений (3,3В, $\pm 5В$; $\pm 12В$; 27 В; 220 В, 50 Гц и др.).

3.3.4 Опережающая стандартизация

Темпы научно-технической революции XX в. привели к резкому сокращению времени между появлением научной идеи и ее реализацией. Так, для радио период воплощения идеи в практику был равен приблизительно 35 годам (1867–1902 гг.), для телевидения 14 (1922–1936 гг.), а для транзисторов только 5 годам (1948–1953 гг.). На современном этапе коренные изменения в области технологий микроэлектроники, средств вычислительной, измерительной техники и средств связи происходят в гораздо более сжатые сроки. В связи с этим при разработке стандартов применяется метод опережающей стандартизации. Суть данного метода заключается в установлении повышенных по отношению к уже достигнутому на практике уровню норм, требований к объектам стандартизации, которые, согласно прогнозам, будут оптимальными в последующее планируемое время. При этом может быть предусмотрено поэтапное введение повышенных требований к объектом стандартизации. Опережающая стандартизация мотивирует разработчиков ориентироваться на повышенные требования, которые будут предъявляться к разрабатываемой аппаратуре в предстоящий период времени.

3.4 МЕЖДУНАРОДНОЕ СОТРУДНИЧЕСТВО В ОБЛАСТИ СТАНДАРТИЗАЦИИ

В соответствии с Федеральным законом «О техническом регулировании Российскую Федерацию в международных и региональных организациях, осуществляющих деятельность в области стандартизации представляет Федеральное агентство по техническому регулированию и метрологии (Росстандарт).

Основными международными организациями в области стандартизации являются Международная организация по стандартиза-

ции ИСО, Международная электротехническая комиссия (МЭК), а также Международная организация мер и весов (МОМВ).

Международная организация мер и весов (МОМВ) – старейшая межправительственная научно-техническая организация – основана в 1875 г. в соответствии с подписанной 17 странами (в том числе и Россией) Метрической конвенцией с целью унификации применяемых в разных странах систем единиц измерения, установления фактического единообразия эталонов длины и массы (метра и килограмма).

МОМВ осуществляет деятельность практическому распространению метрической системы мер в международном масштабе, хранению международных прототипов эталонов метра, килограмма и других единиц измерения, проводить их исследования и сличать с ними национальные эталоны, а также вести научные работы по совершенствованию метрической системы.

Международная организация по стандартизации (ИСО, англ. аббревиатура ISO) была создана в 1946 г. на заседании Комитета ООН по координации стандартов ООН.

Целью ИСО является содействие развитию стандартизации в мировом масштабе для облегчения международного товарообмена и расширения сотрудничества в области интеллектуальной, научной, технической и экономической деятельности.

Вся область деятельности ИСО разделена между техническими комитетами, которыми разработаны свыше 7000 международных стандартов. Сегодня практически нет такой области техники, кроме стандартов МЭК, в которой ни были бы разработаны стандарты ИСО.

В последние годы во всех странах большое внимание уделяется вопросам создания на предприятиях современных систем обеспечения качества продукции, которые максимально гарантировали бы потребителю полное соответствие выпускаемой продукции требо-

ваниям стандартов. С целью разработки единообразного подхода к решению вопросов качества продукции на предприятиях используются стандарты *ИСО 9000... ИСО 9004*:

Международная электротехническая комиссия (МЭК) — координирует международное сотрудничество в области разработки международных стандартов в области электротехники, электроники, информационных технологий, радиосвязи и приборостроения.

Сферы деятельности ИСО и МЭК четко разграничены – МЭК занимается стандартизацией в указанных выше областях, ИСО – во всех остальных.

В соответствии с Законом РФ «О техническом регулировании», если международным договором РФ установлены иные правила, чем те, которые содержатся в законодательстве Российской Федерации по стандартизации, то применяются правила международного договора. Например, если российское предприятие в заключило договор на поставку продукции за рубеж, то оно должно производить и сертифицировать продукцию по стандартам ИСО или МЭК, а не внутренним стандартам РФ.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Метрология и радиоизмерения: учебник для вузов / В.И. Нефедов, В.И. Ханин, В.К. Битюков [и др.] / Под ред. профессора В.И. Нефедова. – Москва: Высш. шк., 2003. – 526 с.
2. Тихонов, Б.Н. Метрология и электрорадиоизмерения в телекоммуникационных системах: учебное пособие / Б.Н. Тихонов, И.А. Ходжаев ; под общей редакцией Б.Н. Тихонова. – 3-е издание, испр. и доп. – Москва: Горячая линия – Телеком, 2017. – 398 с.
3. Метрология и электрорадиоизмерения в телекоммуникационных системах: учебник для вузов / В.И. Нефедов, В.И. Хахин, Е.В. Федорова [и др.]; под ред. профессора В.И. Нефедова. – Москва: Высш. шк., 2001. – 383 с.
4. Сергеев, А.Г. Метрология: кчебник / А.Г. Сергеев. – Москва: Логос, 2005. – 273 с.
5. Левшина, Е.С. Электрические измерения физических величин / Е.С. Левшина, П.В. Новицкий. – Ленинград: Энергоатомиздат. Ленинградское отд-ние, 1983.
6. Кушнир, Ф.В. Электрорадиоизмерения: учебное пособие для вузов / Ф.В. Кушнир. – Энергоатомиздат. Ленинградское отд-ние, 1983. – 320 с.
7. Гутников, В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В.С. Гутников. – Ленинград: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1988. – 304 с.
8. Муханин, Л.Г. Схемотехника измерительных устройств: учебное пособие / Л.Г. Муханин. – Санкт-Петербург: Изд-во Лань, 2009. – 288 с.

9. Гречишников, В.М. Метрология и радиоизмерения: учебное пособие / В.М. Гречишников, О.В. Теряева. – Самара: Изд-во Самарского университета, 2018. – 204 с.
10. Соколовская, И.Ю. Полный факторный эксперимент / И.Ю. Соколовская // Методические указания для самостоятельной работы студентов. – Новосибирск: НГАВТ, 2010. – 36 с.
11. Гмурман, В.Е. Руководство к решению задач по теории вероятностей и математической статистике: учебное пособие / В.Е. Гмурман. – 8-е изд., стер. – Москва: Высшая школа, 2003. – 405 с.
12. Измерение электрических и неэлектрических величин: учебное пособие для вузов / Н.Н. Евтихийев, Я.А. Купершмидт, В.Ф. Папуловский, В.Н. Скугоров; под общ. ред. Н.Н. Евтихьева. – Москва: Энергоатомиздат, 1990. – 352 с.
13. Топильский, В.Б. Схемотехника измерительных устройств: учебное пособие / В.Б. Топильский. – Москва: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2009. – 232 с.
14. Крылова, Г.Д. Основы стандартизации, сертификации и метрологии: учебник для вузов / Г.Д. Крылова. – 2-е изд., перераб. и доп. – Москва: ЮНИТИ-ДАНА, 2001. – 711 с.
15. Федеральный закон «Об обеспечении единства измерений» от 26.06.2008 г., №102-ФЗ.
16. Федеральный закон «О техническом регулировании» от 27.12.2002г., №184-ФЗ.

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ ТЕОРИИ ВЕРОЯТНОСТЕЙ

1. Вероятность- отношение числа появления какого-либо события n к общему числу событий m :

$$P = \frac{m}{n} .$$

2. Случайная величина – значение и знак которой заранее установить не возможно.

3. Случайный процесс $x(t)$ – изменение во времени некоторой величины, мгновенные значения которой есть случайные числа.

4. Интегральный закон распределения (другое название – функция распределения) – вероятность того, что случайная величина X меньше некоторого наперед заданного числа x :

$$F = P(X < x), [F] = 1 .$$

График интегрального закона распределения имеет вид.

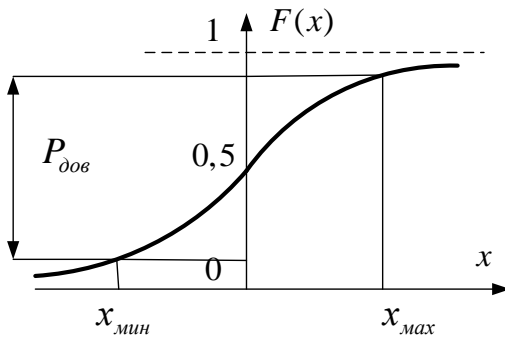


Рис. П.1. График функции распределения случайной величины

Из графика видно, что вероятность $P(X < \infty) = 1$, а $P(X < -\infty) = 0$, что ясно из простейших математических представлений. Пользуясь функцией распределения можно вычислить вероятность нахождения случайной величины в некотором интервале $[x_{\min}, x_{\max}]$ как разность вероятностей на границах этого интервала.

5. Плотность распределения случайной величины определяется как производная от функции распределения:

$$f(x) = \frac{dF}{dx}, \quad [f(x)] = \frac{1}{[x]}.$$

6. Центральная предельная теорема теории вероятностей: если случайная величина является композицией (суммой) большого числа случайных составляющих с примерно одинаковыми дисперсиями, то плотность распределения такой величины по вероятности сходится к нормальному (Гауссовскому) распределению:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-m_x)^2}{2\sigma_x^2}}.$$

Нормальный закон является самым распространенным на практике (рис. П.2).

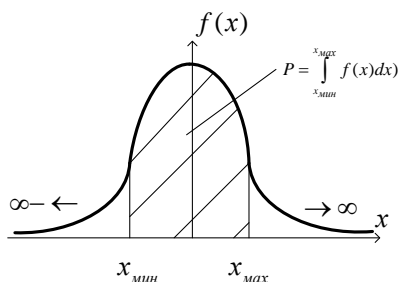


Рис. П.2. График плотности распределения случайной величины для нормального закона

Существуют и другие виды распределения, примеры которых приведены на рис. П.3.

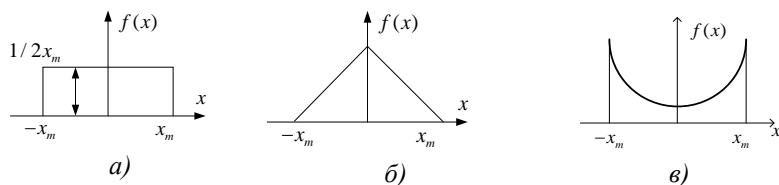


Рис. П.3 Графики плотности распределения для равномерного (а), треугольного (б) и арксинусоидального (в) законов распределения

Нормальному закону подчинены, например, инструментальные погрешности аналого-цифровых преобразователей различной физической природы. Равномерный закон характеризует методическую погрешность квантования цифровых приборов. Погрешность, подчиненная арксинусоидальному закону, возникает от действия синусоидальной помехи со случайной фазой в цепях питания и линий связи. Треугольный закон является частным случаем трапециoidalного распределения, которое, в свою очередь, композицией двух равномерных законов.

Площадь под кривой плотности распределения для *любого* закона всегда равна *единице*.

$$P(x) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x)dx = 1.$$

Если известен вид плотности распределения, то вероятность нахождения случайной величины в диапазоне значений $[x_{\min}, x_{\max}]$ равна (рис. П.2):

$$P(x) = \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} f(x)dx \leq 1.$$

7. Центрированное значение случайной величины. Как известно, сумма случайной и детерминированной величин также является случайной величиной. Поэтому для оценки только случайной составляющей значение случайной величины предварительно центрируют $x = x - m_x$, т.е. из каждого значения случайной величины вычитают ее математическое ожидание.

8. Математическое ожидание случайной величины m_x характеризует центр рассеивания – среднее значение случайной величины. В измерительной технике его часто отождествляют с оценкой истинного значения измеряемой величины.

Матожидание непрерывной случайной величины:

$$m_x = \int_{-\infty}^{\infty} x f(x) dx .$$

Таким образом, для нахождения матожидания непрерывной случайной величины необходимо знать априорную плотность распределения центрированной случайной величины $f(x)$. Для многих измерительных устройств вид функции $f(x)$ можно найти в справочной литературе.

На практике пределы интегрирования в выражении (1) могут отличаться от $\pm\infty$. Пределы интегрирования выбирают, исходя из физических условий существования случайной величины.

9. Дисперсия непрерывной случайной величины

$$D_x = \int_{-\infty}^{\infty} \left(x \right)^2 f(x) dx$$

характеризует мощность флуктуаций случайной величины. Например, при $x = U, [B]$:

$$D_U = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\overset{0}{U} \right)^2 f(\overset{0}{U}) dU .$$

Размерность подынтегральных выражений

$$[f(\overset{0}{U})] = \left[\frac{dF(U)}{dU} \right] = \frac{1}{B}, \quad \left[\left(\overset{0}{U} \right)^2 \right] = B^2, \quad \left[\left(\overset{0}{U} \right)^2 f(\overset{0}{U}) \right] = B .$$

Следовательно

$$[D_U] = [B]^2 = [B] \cdot [A \cdot Om] = [B \cdot A \cdot Om] = [Bm \cdot Om] .$$

Из последнего выражения видно, что дисперсия случайного электрического сигнала характеризует мощность, выделяемую на сопротивлении, равном единице.

10. Среднеквадратическое отклонение (с.к.о) непрерывной случайной величины:

$$\sigma_x = \sqrt{D_x}, \quad [\sigma_x] = [x] .$$

С.К.О характеризует степень рассеивания случайной величины относительно математического ожидания. Для нормального закона распределения все значения случайной величины с вероятностью 0,997 не выходят за границы интервала $\pm 3\sigma_x$.

11. Оценка математического ожидания *дискретной* случайной величины m_x – среднее её значение по совокупности наблюдений

$$m_x^* = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i .$$

12. Оценка дисперсии *дискретной* случайной величины

$$D_x = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - m_x)^2}{n-1} .$$

13. Степень рассеивания *дискретной* случайной величины относительно математического ожидания характеризуется средне-квадратическим отклонением (с.к.о.)

$$\sigma_x = \sqrt{D_x} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - m_x)^2}{n-1}} .$$

Чем больше σ_x , тем больше разброс значений случайной величины относительно среднего значения на числовой оси.

Учебное издание

Гречишников Владимир Михайлович

**МЕТРОЛОГИЯ, СТАНДАРТИЗАЦИЯ
И ТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ**

Учебное пособие

Редакционно-издательская обработка
издательства Самарского университета

Подписано в печать 30.10.2023. Формат 60x84 1/16.

Бумага офсетная. Печ. л. 13,75.

Тираж 27 экз. Заказ № .

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ ИМЕНИ АКАДЕМИКА С.П. КОРОЛЕВА»
(САМАРСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)
443086, Самара, Московское шоссе, 34.

Издательство Самарского университета.
443086, Самара, Московское шоссе, 34.

