

Министерство образования Республики Беларусь

Учреждение образования
«Полоцкий государственный университет»

МЕТРОЛОГИЯ И РАДИОИЗМЕРЕНИЯ

Учебно-методический комплекс
для студентов специальности 1-39 01 01
«Радиотехника»

2-е издание

Составление и общая редакция
В.Ф. Янушкевича

Новополоцк
ПГУ
2010

УДК 006.9:621.317(075.8)
ББК 30.10я73
М 54

Рекомендован к изданию методической комиссией
радиотехнического факультета

РЕЦЕНЗЕНТЫ:

канд. техн. наук (ОАО «Нафтан») А. С. ВЕРШИНИН;
канд. техн. наук, доцент С. В. МАЛЬЦЕВ

М54 **Метрология и радиоизмерения** : учеб.-метод. комплекс для студентов специальности 1-39 01 01 «Радиотехника» / сост. и общ. ред. В. Ф. Янушкевича. – Новополоцк : ПГУ, 2010. – 304 с.

ISBN 978-985-531-051-9.

Даны общие и необходимые сведения о технике электрорадиоизмерений, приведены структурные схемы измерительных приборов, рассмотрены вопросы оценки погрешностей измерений, уделено большое внимание автоматизации электронных измерений, приведены алгоритмы решения типовых задач по основным разделам дисциплины, а также домашний практикум.

Предназначен для студентов радиотехнических специальностей.

УДК 006.9:621.317(075.8)
ББК 30.10я73

ISBN 978-985-531-051-9

© Янушкевич В.Ф., составление, 2010
© УО «ПГУ», 2010

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	6
Рабочая программа.....	7
Конспект лекций.....	13
1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИЗМЕРЕНИИ	14
1.1. Основные понятия и определения	14
2. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ПОГРЕШНОСТЕЙ И ОБРАБОТКИ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ.....	19
2.1. Классификация погрешностей	19
2.2. Оценивание и способы уменьшения случайных погрешностей.....	22
2.3. Способы оценивания и исключения систематических погрешностей.....	27
2.4. Формы представления результатов измерений и показатели точности	28
3. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О МЕТОДАХ И СРЕДСТВАХ ИЗМЕРЕНИЙ	29
3.1. Классификация средств измерения	29
3.2. Классификация методов измерений	31
3.3. Обобщенные структурные схемы измерительных приборов	32
4. АНАЛОГОВЫЕ И ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ.....	34
4.1. Аналоговые приборы.....	34
4.2. Обобщенная структурная схема цифровых измерительных приборов.....	35
4.3. Общие методы повышения точности средств измерений.....	36
4.4. Нормирование метрологических характеристик средств измерения.....	38
5. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ	40
5.1. Аналоговые электромеханические измерительные преобразователи и приборы.....	40
5.2. Условные обозначения, наносимые на шкалы приборов	41
5.3. Магнитоэлектрические измерительные механизмы	42
5.4. Электродинамические приборы	44
5.5. Электромагнитные приборы	48
5.6. Электростатические приборы	49
5.7. Логометры	51
5.8. Термоэлектрические приборы	52
5.9. Выпрямительные приборы. Измерение тока	54
6. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ.....	56
6.1. Параметры переменного напряжения.	56
6.2. Аналого-цифровые преобразователи	63
6.3. Цифро-аналоговые преобразователи.....	72
6.4. Цифровые отсчетные устройства (ЦОУ).	80
6.5. Общие замечания об измерении тока и напряжения.....	87
6.6. Структурные схемы и принцип действия электронных вольтметров.....	88
6.7. Цифровые вольтметры.....	89
6.8. Измерение постоянных напряжений.....	92
6.9. Измерение переменных напряжений.....	93
6.10. Специальные типы вольтметров	99
7. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ.....	102
7.1. Общие сведения.....	102
7.2. Измерение мощности в цепях постоянного тока	103
7.3. Измерение мощности в цепях переменного тока.....	105

7.4. Общая характеристика методов измерения мощности на высоких и сверхвысоких частотах	107
7.5. Измерение мощности с помощью терморезисторов.....	109
7.6. Калориметрический метод измерения мощности	113
7.7. Измерение мощности СВЧ по напряжению, выделяемому на известном сопротивлении	115
7.8. Измерители мощности, основанные на использовании пьезомоторного (механического) действия электромагнитного поля.....	116
7.9. Измерение проходящей мощности	117
7.10. Метод измерения мощности, основанный на эффекте Холла.....	119
7.11 Метод, использующий неоднородный разогрев зарядов в полупроводниках	120
7.12. Измерение импульсной мощности	120
8. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ.....	121
8.1. Общие сведения.....	121
8.2. Метод дискретного счета.....	122
8.3. Гетеродинный метод.....	127
8.4. Сочетание методов дискретного счета и гетеродинного.....	129
8.5. Резонансный метод.....	131
8.6. Метод заряда и разряда конденсатора.....	134
8.7. Методы сравнения с частотой другого источника посредством осциллографа	135
8.8. Меры частоты	137
9. ИЗМЕРЕНИЕ ФАЗОВОГО СДВИГА	139
9.1 Общие сведения.....	139
9.2. Фазометр с преобразованием сигналов в прямоугольное напряжение	141
9.3. Измерения фазового сдвига с помощью осциллографа	141
9.4. Компенсационный метод.....	143
9.5 Измерение фазового сдвига по геометрической сумме и разности напряжений	144
9.6 Фазометр с преобразованием фазового сдвига во временной интервал.....	145
9.7. Цифровые фазометры	146
10. ОСЦИЛЛОГРАФЫ	148
10.1. Общие сведения.....	148
10.2. Общая структурная схема и принцип действия электронно-лучевого осциллографа	149
10.3. Виды осциллографических разверток	150
10.4. Основные узлы электронно-лучевого осциллографа.....	153
10.5. Синхронизация развертки.....	162
10.6. Двухканальные и двухлучевые осциллографы	163
10.7. Скоростные и запоминающие осциллографы	165
10.8. Техника осциллографирования напряжений	170
11. АНАЛИЗ ЧАСТОТНОГО СПЕКТРА	176
11.1. Анализатор спектра параллельного действия	177
11.2. Анализаторы спектра последовательного действия	177
11.3. Дисперсионный анализатор спектра	178
11.4. Измерение нелинейных искажений.....	179
12. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ.....	182
12.1. Амплитудно-модулированный (АМ) сигнал	182
12.2. Измерение параметров сигналов с угловой модуляцией	184

13. ИЗМЕРЕНИЕ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ.....	186
13.1 Общие сведения.....	186
13.2 Статистические погрешности измерений	188
13.3 Общие принципы построения измерителей вероятностных характеристик	189
13.4 Измерение математического ожидания	191
13.5 Измерение средней мощности, дисперсии и среднеквадратического отклонения	196
13.6 Измерение корреляционных функций	198
13.7 Анализ спектров	205
13.8 Анализ распределения вероятностей.....	208
14. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ КОМПОНЕНТОВ ЦЕПЕЙ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПОСТОЯННЫМИ	213
14.1. Общие сведения.....	213
14.2. Резонансные методы измерения параметров линейных компонентов	214
14.3. Измерение параметров линейных компонентов методами дискретного счета.....	216
14.4. Измерение параметров транзисторов	218
14.5. Прибор для исследования амплитудно-частотных характеристик четырехполюсников	222
15. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ.....	224
15.1. НЧ-генератор	225
15.2. Измерительный ВЧ-генератор	226
15.3. Генератор импульсов	226
16. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЦЕПЕЙ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПОСТОЯННЫМИ.....	227
16.1. Основные соотношения	227
16.2. Измерительная линия.....	230
16.3. Измерение длины волны.....	231
16.4. Измерение КСВ	231
16.5. Измерение комплексного сопротивления нагрузки.....	231
17. АВТОМАТИЗАЦИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ.....	232
17.1. Общие положения	232
17.2. Автоматизация процессов управления в осциллографах.....	234
17.3. Цифровая осциллография.....	239
17.4. Автоматизированный анализатор спектра.....	243
17.5. Интерфейс RS-232C	244
18. МЕТРОЛОГИЯ И СТАНДАРТИЗАЦИЯ.....	254
18.1. Нормативно-правовая регламентация	254
18.2. Международное сотрудничество в области метрологии, стандартизации	256
18.3. Отечественная стандартизация	258
18.4. Методы стандартизации	260
18.5. Государственные стандарты.....	268
МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ по проведению практических занятий.....	275
Экзаменационные вопросы	299
Словарь новых терминов.....	301
Литература	303

ВВЕДЕНИЕ

Учебно-методический комплекс по дисциплине «Метрология и радиоизмерения» представляет собой сочетание взаимосвязанных и взаимодополняющих учебно-методических материалов и образовательных технологий, которые обеспечивают выполнение требований общеобразовательного стандарта по специальности 1-39 01 01 «Радиотехника».

Дисциплина «Метрология и радиоизмерения» обеспечивает базовую подготовку студентов, необходимую для решения задач измерения параметров радиотехнических цепей, оценки погрешностей измерения физических величин, рационального выбора измерительных приборов.

Курс «Метрология и радиоизмерения» основан на изучении физики, электродинамики и распространения радиоволн, электронных приборов.

В то же время знания, полученные студентами при изучении данной дисциплины, пригодятся при изучении радиоприемных и радиопередающих устройств, радиотехнических систем.

Структура УМК по дисциплине «Метрология и радиоизмерения» содержит рабочую программу, конспект лекций, методические указания по проведению практических занятий, словарь новых терминов и материалы, обеспечивающие проведение текущего и итогового контроля качества усвоения знаний и умений.

Электро- и радиоизмерения играют существенную роль в развитии современной техники. Это касается не только таких отраслей, как электротехника и радиоэлектроника, но и многих других, поскольку электронные измерительные приборы применяются для измерения любых неэлектрических величин. Создание информационно-измерительных систем позволило автоматизировать сложные технологические процессы и функционирование различных систем. Метрология является наукой, в теоретических и практических достижениях которой заинтересованы все отрасли народного хозяйства и точные науки.

Исходя из этого, в конспекте лекций даны общие и необходимые сведения о технике электрорадиоизмерений, приведены структурные схемы многих измерительных приборов, рассмотрены вопросы оценки погрешностей измерений, уделено большое внимание автоматизации радиоэлектронных измерений.

Методические указания по проведению практических занятий содержат алгоритмы решения типовых задач по основным разделам дисциплины, а также домашний практикум.

Учебно-методический комплекс по дисциплине «Метрология и радиоизмерения» позволит повысить качество усвоения знаний студентов по данному курсу и улучшить методическое обеспечение учебного процесса.

РАБОЧАЯ ПРОГРАММА

1. ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ ДИСЦИПЛИНЫ

1.1. Цель преподавания дисциплины

Дисциплина «Метрология и радиоизмерения» должна обеспечивать базовую подготовку студентов, необходимую для решения задач измерения параметров радиотехнических цепей, оценки погрешностей измерения физических величин, рационального выбора измерительных приборов.

1.2. Задачи изучения дисциплины:

– приобрести знания физических основ явлений и принципов действия основных измерительных приборов, методик измерения параметров радиотехнических цепей;

– уметь оценивать погрешность результатов измерений физических величин;

– уметь решать задачи, связанные с рациональным выбором измерительных приборов.

1.3. Перечень дисциплин с указанием разделов (тем), усвоение которых студентами необходимо для изучения данной дисциплины:

№ п/п	Название дисциплины	Раздел темы
1	Физика	Движение заряженных частиц в электрических и магнитных полях, виды квантовых переходов, коэффициенты Эйнштейна, формула Планка, эффекты Доплера, Зеемана, Штарка и Покельса, соотношение неопределенностей Гейзенберга
2	Электродинамика и распространение радиоволн	Резонаторы, волноводы, невзаимные элементы, световоды, периодические заземляющие системы
3	Электронные приборы	Принцип электростатического управления, физические основы полупроводниковой электроники, принцип действия полупроводниковых приборов

2. ВИДЫ ЗАНЯТИЙ И ФОРМЫ КОНТРОЛЯ ЗНАНИЙ

Виды занятий, формы контроля знаний	Д		З	
	П	С	П	С
Курс	3			
Семестр	5			
Лекции, ч	36			
Экзамен (семестр)	5			
Зачет (семестр)	–			
Практические (семинарские), ч	36			
Лабораторные занятия, ч	–			
Расчетно-графические работы (семестр)	–			
Контрольные работы (семестр)	–			
Курсовая работа (семестр/часы)	–			
Курсовой проект (семестр/часы)	–			
Управляемая самостоятельная работа, ч	–			

3. ЛЕКЦИОННЫЙ КУРС

№ п/п	Название темы	Содержание	Число часов			
			Д		З	
			П	С	П	С
5-й семестр						
Раздел I						
1	Общие вопросы электрорадиоизмерений	Основные сведения об измерении. Основы теории погрешностей и обработки результатов измерений. Общие сведения о методах и средствах измерения. Измерительные преобразователи.	10			
2	Измерение энергетических параметров электромагнитных колебаний	Измерение напряжений. Измерение мощности. Измерение импульсной мощности.	8			
3	Измерение временных параметров электромагнитных колебаний	Измерение частоты и интервалов времени. Измерение разности фаз.	4			
4	Измерение формы, спектрального состава и параметров модуляции электромагнитных колебаний	Электронные осциллографы. Анализ спектров, измерение параметров модулированных колебаний и нелинейных искажений.	6			
5	Измерение характеристик случайных процессов	Измерение вероятностных характеристик.	2			
6	Измерение параметров цепей	Измерение параметров компонентов электрорадиоцепей с сосредоточенными и распределительными параметрами.	4			
7	Направление развития электрорадиоизмерений	Автоматизация электрорадиоизмерений. Основы стандартизации.	2			
Итого: 5 семестр			36			
Всего за учебный год			36			

4. ПРАКТИЧЕСКИЕ ЗАНЯТИЯ

№ п/п	Наименование	Число часов			
		Д		З	
		П	С	П	С
5-й семестр					
1	Основы теории погрешностей и обработки результатов измерений.	4			
2	Измерительные преобразователи переменного напряжения в постоянное. АЦП и ЦАП. Погрешность измерения.	4			
3	Измерение напряжения и мощности. Погрешность измерения.	4			
4	Измерение частоты и интервалов времени. Погрешность измерения.	4			
5	Измерение разности фаз. Погрешность измерения.	4			
6	Анализ спектров. Измерение параметров модулированных колебаний и нелинейного искажения. Погрешность измерения.	4			
7	Вероятностные характеристики случайных процессов.	4			
8	Измерение параметров цепей. Погрешность измерения.	4			
9	Измерение параметров цепей СВЧ. Погрешность измерения.	4			
Всего за учебный год		36			

5. УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКАЯ ЛИТЕРАТУРА

№ п/п	Перечень литературы	Год издания
Основная		
1	Мирский Г.Я. Радиоэлектронные измерения. – М.: Энергия	1986
Дополнительная		
2	Чернушенко А.М., Найбордин А.В. Измерение параметров радиоэлектронных приборов дециметрового и сантиметрового диапазонов волн / Под ред. А.М. Чернушенко. – М.: Радио и связь	1986
3	Фрайдин А.З., Рыжов Е.В. Измерение параметров антенно-фидерных устройств. – М.: Связь	1972

6. УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКАЯ КАРТА ДИСЦИПЛИНЫ

Номер недели	Номер темы	Название вопросов, выносимых на лекции	Номера занятий		Наглядные и методические пособия	Управляемая самостоятельная работа студентов		Форма контроля знаний
			практич. (семина.)	лаборатор.		содержание	часы	
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	1	Основные понятия и определения. Обеспечение единства измерений.	1		1			
2		Классификация погрешностей. Оценивание и уменьшение случайных погрешностей. Оценивание и исключение систематических погрешностей. Погрешности косвенных измерений. Суммирование погрешностей. Формы представления результатов измерений и показатели точности.	1		1			
3		Классификация средств и методов измерения. Обобщенные структурные схемы измерительных приборов. Аналоговые и цифровые измерительные приборы. Факторы, ограничивающие точность измерений. Нормирование метрологических характеристик средств измерений.	2		1			
4		Аналоговые электромеханические измерительные преобразователи и приборы. Магнитоэлектрические измерительные механизмы и приборы.	2		1			
5		Измерительные преобразователи переменного напряжения в постоянное. Аналого-цифровые преобразователи. Цифроаналоговые преобразователи. Цифровые отсчетные устройства.	3					
6		2	Общие замечания об измерении тока и напряжения. Классификация вольтметров. Структурная схема и принцип действия электронных вольтметров	3		1		

Продолжение

1	2	3	4	5	6	7	8	9
7	2	Измерение постоянных, переменных, импульсных напряжений. Измерение напряжения одиночных и редко повторяющихся импульсов. Влияние формы кривой напряжения на показания вольтметров	4		1			
8		Общие сведения об измерении мощности. Калориметрический способ. Терморезисторный метод. Термоэлектрический метод. Пондемоторный метод.	4		1, 2, 3			
9		Метод, использующий эффект Холла. Метод, использующий неоднородный разогрев носителей заряда в полупроводниках. Измерение импульсной мощности.	5		1, 2, 3			
10	3	Особенности частоты как измеряемой величины. Классификация методов измерения. Измерение частоты и интервалов времени методом дискретного счета. Измерение частоты методом сравнения с образцовой частотой. Резонансный метод измерения частоты. Кварцевые и квантовые меры частот.	5		1, 2, 3			
11		Общие сведения об измерении разности фаз. Преобразование разности фаз при умножении и гетеродинном преобразовании частоты исследуемых сигналов. Метод, основанный на преобразовании разности фаз в напряжение. Метод преобразования разности фаз в интервал времени. Компенсационный метод измерения разности фаз.	6		1, 2, 3			
12	4	Назначение, принцип действия и классификация осциллографов. Структурная схема электронного осциллографа с аналоговым преобразованием сигнала. Основные характеристики. Особенности технической реализации основных узлов универсальных осциллографа.	6		1			

Окончание

1	2	3	4	5	6	7	8	9
13		Скоростные и стробоскопические осциллографы. Запоминающие осциллографы. Электронные осциллографы с цифровой обработкой сигнала. Осциллографы с матричными индикаторами. Искажение осциллограмм	7		1			
14	4	Общие сведения об анализе спектра. Анализ спектра методом фильтрации. Ускоренный анализ спектра. Дисперсионно-временной метод. Цифровой анализ спектра. Измерение параметров модулированных колебаний. Измерение нелинейных искажений.	7		1			
15	5	Общие сведения о вероятностных характеристиках. Измерение математического ожидания. Измерение средней мощности и дисперсии. Измерение корреляционных функций. Анализ спектров случайных процессов. Анализ распределения вероятностей.	8		1			
16	6	Общие сведения об измеряемых величинах. Методы, использующие преобразование измеряемого параметра в ток или напряжение. Метод уравновешенных электрических цепей. Резонансный метод. Генераторный метод. Метод дискретного счета. Измерение амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик четырехполосников.	8		1			
17		Общие сведения об измеряемых величинах. Метод измерительной линии. Метод направленного ответвления. Поляризационный метод. Метод двенадцатиполосника. Импульсный метод.	9		1			
18	7	Основные пути развития автоматизации. Автоматизация измерительных приборов. Измерительные системы.	9		1			

**КОНСПЕКТ
ЛЕКЦИЙ**

1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИЗМЕРЕНИИ

1.1. Основные понятия и определения

1.1.1. Понятие об измерении

Измерением называется нахождение значения физической величины опытным путем с помощью специальных технических средств – средств измерений.

При измерении физическая величина сравнивается с некоторым ее значением, принятым за единицу. Результат измерения (значение физической величины) представляет собой, как правило, именованное число: числовое значение измеряемой величины и наименование единицы. Например, $U = 1,5 \text{ В}$, $P = 0,27 \text{ кВт}$, $F = 528 \text{ Гц}$.

Единица физической величины $[Q]$ – это физическая величина, размеру которой присвоено числовое значение 1. Размер физической величины – количественное содержание в данном объекте свойства, соответствующего понятию «физическая». Термин «параметр» применяют для обозначения частных особенностей физических величин.

С 1980 г. введена в качестве обязательной Международная система единиц (СИ).

Таблица 1.1

Условные обозначения и размерность основных величин

Вид поля, волны	Величина		
	наименование	обозначение	единица
1	2	3	4
Электрическое поле	Ток	I	А (ампер)
	Плотность тока	J	$\text{А} / \text{м}^2$
	Напряженность электрического поля	E	$\text{В} / \text{м}$
	Электрическое смещение	D	$\text{Кл} / \text{м}^2$
	Поляризованность	P	$\text{Кл} / \text{м}^2$
	Мощность	P	Вт (ватт)
	Электрический потенциал	Φ	В (вольт)
	Электрический заряд	Q	Кл (кулон)
	Механическая сила электрического поля	F	Н (ньютон)
	Объемная плотность заряда	ρ	$\text{Кл} / \text{м}^3$

Продолжение табл. 1.1

1	2	3	4
Электрическое поле	Поверхностная плотность заряда	σ	$Кл/м^2$
	Линейная плотность заряда	τ	$Кл/м$
	Момент диполя	p	$Кл/м$
	Электрическая емкость	C	Φ (фарад)
	Потенциальный коэффициент	α	$м/\Phi$
	Емкостный коэффициент	β	$\Phi/м$
	Электрическая постоянная	ϵ_0	$8,854 \cdot 10^{-12} \Phi/м$
	Абсолютная диэлектрическая проницаемость	ϵ_a	$\Phi/м$
	Относительная диэлектрическая проницаемость	ϵ_r	–
	Удельная электрическая проводимость	γ	$См/м$
	Электрическая проводимость	G	$См$
	Энергия электрического поля	$W_э$	$Дж$ (джоуль)
Магнитное поле	Векторный потенциал, магнитный векторный потенциал	A, A_m	$B \cdot с/м$
	Магнитная индукция	B	$Тл$ (тесла)
	Напряженность магнитного поля	H	$А/м$
	Магнитный поток	Φ	$Вб$ (вебер)
	Собственная индуктивность	L	$Гн$ (генри)
	Взаимная индуктивность	M	$Гн$
	Намагниченность	M	$А/м$
	Механическая сила магнитного поля	F	$Н$
	Скалярный потенциал магнитного поля	φ_m	$А$
	Магнитный момент	m	$А \cdot м^2$
Энергия магнитного поля	W_m	$Дж$	
Магнитная постоянная	μ_0	$1,256 \cdot 10^{-6} Гн/м$	

1	2	3	4
	Абсолютная магнитная проницаемость	μ_a	$\text{Гн} / \text{м}$
	Относительная магнитная проницаемость	μ_r	–
Электромагнитная волна	Длина волны	λ	м
	Критическая длина волны волновода	$\lambda_{\text{кр}}$	м
	Длина волны в волноводе	Λ	м
	Фазовая скорость	v_ϕ	$\text{м} / \text{с}$
	Групповая скорость	$v_{\text{гр}}$	$\text{м} / \text{с}$
	Комплексный коэффициент распространения волны	ρ	м^{-1}
	Коэффициент ослабления	α	м^{-1}
	Коэффициент фазы	β	м^{-1}
	Коэффициент отражения	t	–
	Коэффициент преломления	n	–
	Волновое сопротивление	Z_B	Ом
	Глубина проникновения	Z_0	м
	Напряженности падающей волны	$E_{\text{пад}}, H_{\text{пад}}$	$\text{А} / \text{м}, \text{В} / \text{м}$
Неидеальная среда	Напряженности отраженной волны	$E_{\text{отр}}, H_{\text{отр}}$	$\text{В} / \text{м}, \text{А} / \text{м}$
	Вектор Пойнтинга	Π	$\text{Вт} / \text{м}^2$
	Плотность полного тока	$J_{\text{полн}}$	$\text{А} / \text{м}^2$
	Полное электрическое смещение	$D_{\text{полн}}$	$\text{Кл} / \text{м}^2$
	Комплексная удельная проводимость	γ	$\text{См} / \text{м}$
	Комплексная диэлектрическая проницаемость	ϵ	–
	Комплексная магнитная проницаемость	μ	–
	Комплексная емкость	C	Φ
	Комплексное сопротивление	Z	Ом
	Комплексная проводимость	Y	См

Все основные единицы и многие производные воспроизводятся в настоящее время с помощью эталонов с высокой точностью.

Погрешностью измерения физической величины называется отклонение результата измерения $Q_{\text{изм}}$ от истинного значения $Q_{\text{ист}}$ измеряемой величины

$$\Delta Q = Q_{\text{изм}} - Q_{\text{ист}}$$

Истинным значением физической величины называется значение физической величины, которое идеальным образом отражало бы в качественном и количественном отношениях соответствующее свойство объекта. Поскольку истинное значение недостижимо, вместо него используют действительное значение.

Действительным значением физической величины Q_d называется ее значение, найденное экспериментальным путем и настолько приближающееся к истинному значению, что для данной цели может быть использовано вместо него.

В теории измерений, таким образом, приняты два постулата: первый – о существовании истинного значения, второй – о неизбежности погрешностей.

Результат измерения обязательно должен сопровождаться данными о погрешности измерения ΔQ . Поскольку погрешность измерения имеет всегда вероятностный смысл, должна быть оценена и вероятность ее появления P . Следовательно, результат измерения в общем плане должен содержать числовое значение измеряемой величины, наименование единицы, значение погрешности и ее вероятность: $n[Q], \Delta Q, P$. Например, $U = 1,15 \text{ В}, \Delta U = \pm 0,05 \text{ В}, P = 0,95$. Погрешностью характеризуется точность измерений: чем меньше погрешность, тем выше точность.

Наука об измерениях называется *метрологией*. К проблемам метрологии относятся: общая теория измерений, методы и средства измерений, методы определения точности, единицы измерения, эталоны, обеспечение единства измерений.

1.1.2. Основные элементы процесса измерения

Объект измерения – это физическая величина, которая подлежит измерению, например, частота передатчика, напряжение выпрямителя, коэффициент отражения.

Средства измерений – это технические средства, используемые для целей измерений и имеющие нормированную точность. Средства измерений образуют основу измерительной техники.

Принцип измерений составляет совокупность физических явлений, на которых основаны измерения.

Метод измерений представляет собой совокупность приемов использования принципов и средств измерений, обеспечивающую сравнение измеряемой величины с единицей.

Условия измерений характеризуются наличием влияющих величин. Влияющими величинами могут быть высокие и низкие температуры, вибрации и ускорение, повышенное и пониженное давление, электрические и магнитные поля и т. д. Влияние этих величин на средства измерений должно быть изучено, учтено и исключено.

Человек-оператор – проводящий измерения субъект.

1.1.3. Классификация измерений

По способу нахождения числового значения измеряемой величины измерения подразделяются на прямые, косвенные, совместные и совокупные.

Прямые измерения – это измерения, при которых искомое значение величины y находят непосредственно из опытных данных x , т. е. $y = x$.

Косвенные измерения – это измерения, при которых искомое значение величины находят на основании известной математической зависимости между этой величиной и величинами-аргументами, полученными при прямых измерениях. Например, измерение мощности P по измеренным значениям тока I и сопротивления R : $P = RI^2$.

Совместные измерения – это производимые одновременно измерения двух или нескольких разноименных величин для нахождения зависимости между ними.

Совокупные измерения – это производимые одновременно измерения нескольких одноименных величин, при которых искомые значения величин находят решением системы уравнений, получаемой при прямых измерениях различных сочетаний этих величин.

По точности измерения делят на три группы:

1. Измерения максимально возможной точности, достижимой при существующем уровне науки и техники. Это измерения, связанные с созданием эталонов, и измерения физических констант.

2. Контрольно-поверочные измерения, погрешность которых не должна превышать некоторых заданных значений. К этой группе относятся измерения, выполняемые службами надзора и измерительными лабораториями предприятий.

3. Технические измерения, в которых погрешность результата определяется характеристиками средств измерений, регламентированными условиями измерений и оценивается до проведения измерений.

1.1.4. Особенности электрорадиоизмерений

Для области электрорадиоизмерений характерны следующие особенности:

1. Большое число физических величин, параметров и характеристик, подлежащих измерению, которое не встречается в других областях измерений.

2. Чрезвычайно широкие пределы значений измеряемых величин, параметров и характеристик. Разнообразие измеряемых величин, широкие пределы их значений приводят к многообразию методов и средств измерений.

3. Физические величины, параметры и характеристики измеряются в чрезвычайно широком диапазоне частот от постоянного тока до частот в сотни гигагерц. В зависимости от диапазона частот меняются вид колебательных систем, методы измерений и конструкции приборов.

4. Электрорадиоизмерительная аппаратура, используемая в радиоэлектронике, как правило, имеет высокие входные и выходные сопротивления (кОм, МОм), поскольку в радиоэлектронике чаще приходится иметь дело с высокоомными цепями.

2. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ПОГРЕШНОСТЕЙ И ОБРАБОТКИ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

2.1. Классификация погрешностей

Погрешности измерений классифицируют по ряду признаков: форме выражения, причинам возникновения, характеру проявления и др.

2.1.1. Классификация погрешностей по форме выражения

По форме выражения погрешности подразделяют на абсолютные и относительные. Погрешность, выраженная в единицах измеряемой величины, называется *абсолютной*. Если измеренная величина превышает действительное значение, погрешность положительна, если же действительное значение больше измеренного – отрицательна. Абсолютная погрешность характеризует качество измерений только однородных величин примерно одинакового размера. *Относительной* погрешностью называется отношение абсолютной погрешности к истинному значению измеряемой величины: $\delta = \Delta Q / Q_{ист} \approx \Delta Q / Q_{д}$.

Относительная погрешность может характеризовать качество измерений как разнородных, так и однородных величин разного размера.

Для оценки качества измерения необходимо вычислить относительные погрешности: меньшая погрешность при прочих равных условиях характеризует более высокое качество измерений.

В метрологии пользуются понятием «точность измерений». *Точность* – величина, обратная относительной погрешности. Как правило, относительные погрешности выражают в процентах.

2.1.2. Классификация погрешностей по причине возникновения

По причинам возникновения погрешности разделяют на две группы: *объективные погрешности*, не связанные с человеком-оператором, производящим измерения, и *субъективные* (личные), обусловленные экспериментатором, состоянием его органов чувств, опытом и т. д. В свою очередь, объективные погрешности разделяются на погрешности опознания объекта, методические, инструментальные и погрешности, обусловленные внешними условиями.

Погрешности опознания объекта измерения связаны с несоответствием реального объекта принятой модели.

Погрешности метода обусловлены несовершенством метода измерений, упрощающими предположениями, принятыми при обосновании метода. К этим погрешностям относятся составляющие погрешности, вызываемые влиянием средства измерения на измеряемую цепь.

Инструментальные погрешности – погрешности из-за несовершенства средств измерения, их схемы, конструкции, состояния в процессе эксплуатации. Каждое средство измерения характеризуется свойственной ему погрешностью, которая входит в общую погрешность измерения.

2.1.3. Классификация погрешностей измерений по закономерностям проявления

По закономерностям проявления различают систематические, случайные, грубые погрешности измерений и промахи.

Систематическая погрешность Δ_C – это составляющая погрешности измерения, которая остается постоянной или закономерно изменяется при повторных измерениях одной и той же величины в одних и тех же условиях. Закономерно изменяющаяся систематическая погрешность, в свою очередь, может быть прогрессирующей (возрастающей, убывающей), периодической или изменяющейся по сложному непериодическому закону.

К постоянным систематическим погрешностям относят погрешность градуировки шкалы, погрешность значения меры, температурную погрешность и т. д.

К переменным систематическим погрешностям относят погрешности, обусловленные изменением напряжения питания (разряд аккумуляторной батареи), погрешности, связанные с действием электромагнитных

помех, влиянием отражений и т. д. Систематические погрешности могут быть обнаружены и оценены.

Если систематическая погрешность достаточно точно определена, она может быть исключена введением поправки или поправочного множителя.

Поправка – значение величины, одноименной с измеряемой, прибавляемое к измеренной величине для исключения систематической погрешности. Поправка равна абсолютной систематической погрешности с обратным знаком.

Поправочный множитель – число, на которое умножают результат измерения с целью исключения систематической погрешности.

Случайная погрешность $\Delta_{сл}$ – составляющая погрешности измерения, которая при повторных измерениях в одних и тех же условиях изменяется случайным образом, без видимой закономерности. Случайные погрешности являются следствием случайных процессов, протекающих в измерительных цепях. Для оценки погрешностей и разработки способов уменьшения их влияния на результат измерения используют аппарат теории вероятностей и математической статистики. Очевидно, по мере того, как будут изучены отдельные процессы из множества, установлены их закономерности, погрешности из случайных перейдут в категорию систематических.

Таким образом, результат измерения всегда содержит как систематическую, так и случайную погрешность: $\Delta = \Delta_c + \Delta_{сл}$. Поэтому погрешность результата измерения в общем случае нужно рассматривать как случайную величину. Тогда систематическая погрешность является математическим ожиданием этой величины $\Delta_c = M[\Delta]$, а случайная погрешность – центрированной случайной величиной.

Грубой погрешностью называют погрешность, существенно превышающую погрешность, оправданную условиями измерения, свойствами примененных средств измерений, методом измерения, квалификацией экспериментатора. Грубые погрешности могут появляться вследствие резкого и кратковременного изменения влияющей на результат измерения величины. Грубые погрешности обнаруживают статистическими методами и исключают из рассмотрения.

Промахи являются следствием неправильных действий экспериментатора. Это могут быть описка при записи результатов, неправильно снятые показания прибора и т. д. Промахи обнаруживают нестатистическими методами, их следует всегда исключать из рассмотрения.

Погрешности разделяют также на статические и динамические. *Статические погрешности* имеют место при статических измерениях, т. е. при неизменной во времени измеряемой величине, динамические – при динамических измерениях, т. е. при переменной во времени измеряемой величине. Целью динамического измерения и является измерение этой

функции времени. *Динамическая погрешность* возникает вследствие инерционных свойств средств измерений. Для оценки динамической погрешности необходимо знать передаточную функцию средства измерения, а также характер изменения измеряемой величины. Метрология динамических измерений находится в стадии становления.

2.2. Оценивание и способы уменьшения случайных погрешностей

2.2.1. Математическое описание случайных погрешностей

Выше отмечалось, что измеряемая величина, содержащая случайную погрешность, должна рассматриваться как случайная величина. Напомним, что наиболее общей характеристикой непрерывной случайной величины X является плотность распределения ее вероятности, которая определяется как

$$f(x) = \frac{dF(x)}{dx}, \quad (2.1)$$

где $dF(x)$ — вероятность значений случайной величины x в интервале dx .

Кроме этого используется функция распределения вероятностей случайной величины

$$F(x) = \int_{-\infty}^{x_1} f(x)dx, \quad (2.2)$$

которая выражает собой вероятность того, что случайная величина находится в интервале от $-\infty$ до некоторого значения, меньшего x_1 .

Функция распределения любой случайной величины является неубывающей функцией, определенной так, что $F(-\infty) = 0$, а $F(+\infty) = 1$. Вероятность того, что случайная величина X примет значение в интервале между x_1 и x_2 , равна

$$P(x_1 < x < x_2) = F(x_2) - F(x_1) = \int_{x_1}^{x_2} f(x)dx. \quad (2.3)$$

В практике электрорадиоизмерений чаще всего имеют дело с нормальным и равномерным распределениями.

Случайная величина X распределена нормально, если ее плотность вероятностей имеет вид

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}}, \quad (2.4)$$

где σ — среднее квадратическое отклонение (СКО), $m = M[X]$ — математическое ожидание.

2.2.2. Оценка случайных погрешностей прямых равноточных измерений

Случайные погрешности проявляются при многократных наблюдениях измеряемой величины в одинаковых условиях. Их влияние на результат измерения надо учитывать и стремиться по возможности уменьшать.

К оценкам случайной величины, получаемым по статистическим данным, предъявляются требования *состоятельности, несмещенности и эффективности*. Оценка параметра Q считается состоятельной, если $\bar{O} (Q_1, Q_2, \dots, O_n) \rightarrow Q_{ист}$, при $n \rightarrow \infty$, несмещенной, если $M[\bar{O}] = Q_{ист}$, эффективной, если $D[\bar{O}] = \min$. Здесь Q_i – результат i -того наблюдения, n – число наблюдений.

Способы нахождения оценок конечного ряда наблюдений и показатели их качества зависят от законов распределения.

Для нормального распределения, а если поступиться эффективностью оценки, то и для всех симметричных распределений, в качестве оценки *математического ожидания* ряда равноточных наблюдений принимают *среднее арифметическое ряда наблюдений*

$$\bar{M}[Q] = \bar{Q} = \frac{Q_1 + Q_2 + \dots + Q_n}{n} = \frac{\sum_{i=1}^n Q_i}{n}. \quad (2.5)$$

При $n \rightarrow \infty$, если отсутствует систематическая погрешность, $\bar{O} \rightarrow Q_{ист}$. Разность $v_i = Q_i - \bar{O}$, представляет собой случайную погрешность при i -том наблюдении. Она может быть положительной и отрицательной.

Среднее арифметическое независимо от закона распределения обладает следующими свойствами:

$$\sum_{i=1}^n V_i = 0, \quad \sum_{i=1}^n V_i^2 = \min. \quad (2.6)$$

В качестве оценки дисперсии берется *дисперсия отклонения результата наблюдения*

$$\bar{D}[Q] = \bar{\sigma}^2(Q_i) = \frac{\sum_{i=1}^n V_i^2}{n-1}, \quad (2.7)$$

а в качестве оценки СКО результата наблюдения –

$$\bar{\sigma}(Q_i) = \sqrt{\sum_{i=1}^n \frac{V_i^2}{n-1}}. \quad (2.8)$$

Широко пользуются понятием максимальной погрешности, под которым понимают закон трех сигм. Так как на практике число измерений не превышает нескольких десятков, то появление погрешности, равной $\pm 3\sigma$, маловероятно. Поэтому погрешность $\pm 3\sigma$ считается максимально возможной случайной погрешностью. Погрешности больше $\pm 3\sigma$ считаются промахами и при обработке результатов измерений не учитываются. Схема обработки результатов измерения с многократными наблюдениями приведена на рис. 2.1.

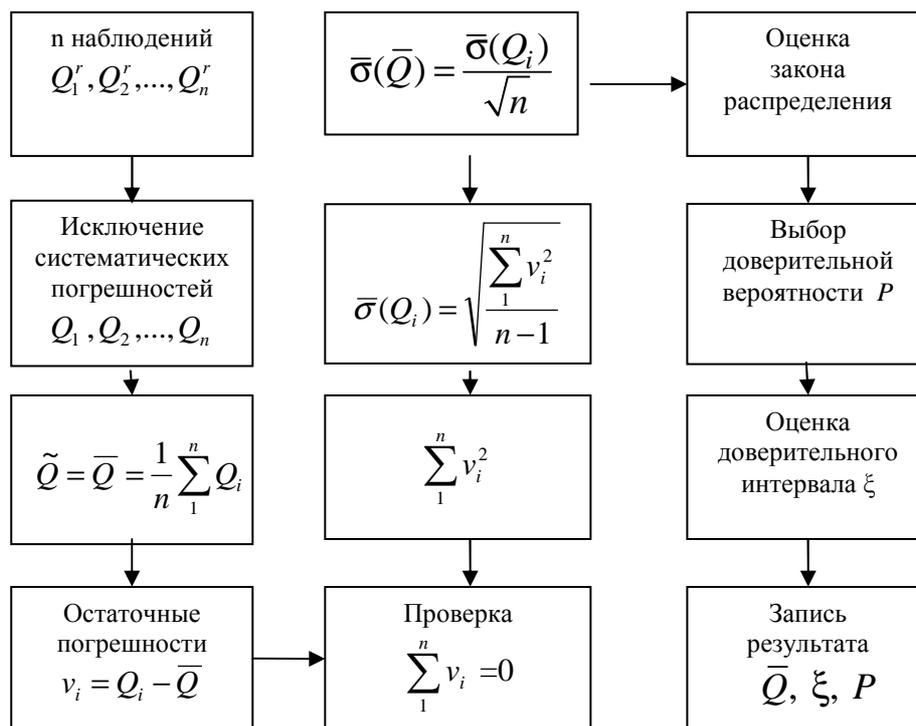


Рис. 2.1. Схема обработки результатов измерения

2.2.3. Суммирование погрешностей

При суммировании погрешностей руководствуются следующим:

1. Систематические погрешности s_i , если они известны или достаточно точно определены, суммируют алгебраически (с учетом собственных знаков)

$$s_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n s_i, \quad (2.9)$$

Рекомендуется при суммировании рассматривать все погрешности измерительной аппаратуры как случайные.

2. Случайные погрешности (среднеквадратические оценки) суммируют с учетом их взаимных корреляционных связей.

Среднеквадратическая погрешность σ_{Σ} суммы двух случайных погрешностей, характеризуемых среднеквадратическими отклонениями σ_1 и σ_2 ,

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sigma_1^2 + 2\rho\sigma_1\sigma_2 + \sigma_2^2}, \quad (2.10)$$

где ρ – коэффициент корреляции.

Так как обычно информация о тесноте корреляционных связей отсутствует, то на практике рассматривают два крайних случая: $\rho \approx 0$ и $\rho \approx \pm 1$. При этом:

а) некоррелированные (вызванные взаимно независимыми источниками или причинами) погрешности суммируются геометрически

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} \quad (2.11)$$

Если количество источников погрешностей n , то

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_i^2}, \quad (2.12)$$

где σ_i – среднеквадратическая оценка погрешности, обусловленной i -тым источником;

б) случайные погрешности, сильно или жестко коррелированные (коэффициент корреляции $\rho \approx \pm 1$), суммируются с учетом следующих предпосылок. Если данная причина вызывает в различных узлах прибора изменения погрешностей в одном и том же направлении, то погрешности складываются, т.е.

$$\sigma_{\Sigma} = \sigma_1 + \sigma_2. \quad (2.13)$$

Когда же изменения получаются противоположными, погрешности вычитают, т.е.

$$\sigma_{\Sigma} = |\sigma_1 - \sigma_2|. \quad (2.14)$$

3. Суммирование систематической погрешности со случайной осуществляют с учетом корреляционных связей по тому же принципу, что и суммирование случайных погрешностей.

2.2.4. Погрешность косвенных измерений

Определение погрешностей функций результатов измерений базируется на двух теоремах теории погрешностей измерений:

Теорема 1. Если величина y , значение которой измеряют косвенным путем, представляет собой линейную функцию

$$y = c_0 + c_1x_1 + c_2x_2 + \dots + c_q x_q, \quad ,$$

где $(c_0, c_1, c_2, \dots, c_q)$ – постоянные коэффициенты) и B_1, B_2, \dots, B_q – независимые результаты прямых измерений значений аргументов x_1, x_2, \dots, x_q , полученные с абсолютными среднеквадратическими случайными погрешностями $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_q$ и содержащие соответственно абсолютные систематические погрешности (аддитивные составляющие) s_1, s_2, \dots, s_q , то результат косвенного измерения, определяемый из формулы

$$A = c_0 + c_1 B_1 + c_2 B_2 + \dots + c_q B_q, \quad (2.15)$$

содержит абсолютную систематическую погрешность

$$s_A = c_1 s_1 + c_2 s_2 + \dots + c_q s_q \quad (2.16)$$

и характеризуется абсолютной среднеквадратичной случайной погрешностью

$$\sigma_A = \sqrt{c_1^2 \sigma_1^2 + c_2^2 \sigma_2^2 + \dots + c_q^2 \sigma_q^2}. \quad (2.17)$$

При доказательстве этой теоремы предполагается, что погрешности независимы друг от друга и от измеряемых значений.

Теорема 2. Если величина z , значение которой измеряют косвенным путем, представляет собой нелинейную дифференцируемую функцию

$$z = f(x_1, x_2, \dots, x_q) \quad (2.18)$$

и B_1, B_2, \dots, B_q – независимые результаты прямых измерений значений аргументов x_1, x_2, \dots, x_q , полученные с абсолютными среднеквадратическими случайными погрешностями $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_q$ и содержащие соответственно систематические погрешности s_1, s_2, \dots, s_q , то результат косвенного измерения, определяемый из выражения

$$A = f(B_1, B_2, \dots, B_q), \quad (2.19)$$

содержит абсолютную систематическую погрешность

$$s_A \approx \frac{\partial z}{\partial x_1} s_1 + \frac{\partial z}{\partial x_2} s_2 + \dots + \frac{\partial z}{\partial x_q} s_q \quad (2.20)$$

и характеризуется абсолютной среднеквадратической случайной погрешностью

$$\sigma_A \approx \sqrt{\left(\frac{\partial z}{\partial x_1}\right)^2 \sigma_1^2 + \left(\frac{\partial z}{\partial x_2}\right)^2 \sigma_2^2 + \dots + \left(\frac{\partial z}{\partial x_q}\right)^2 \sigma_q^2} \quad (2.21)$$

При доказательстве теоремы 2 предполагается, что погрешности независимы друг от друга и от измеряемых значений, а также настолько малы, что функция $z = f(x_1, x_2, \dots, x_q)$ в этих пределах изменения аргументов может быть линеаризована, т. е. при разложении функции в ряд Тейлора могут быть учтены только члены первого порядка.

Если случайные погрешности коррелированы, то

$$\sigma_A \approx \sqrt{\sum_{i=1}^q \left(\frac{\partial z}{\partial x_i} \sigma_i\right)^2 + 2 \sum_{i \neq j} \left(\frac{\partial z}{\partial x_i}\right) \left(\frac{\partial z}{\partial x_j}\right) K_{ij}},$$

где $K_{ij} = \rho_{ij} \sigma_i \sigma_j$ – корреляционный момент случайных погрешностей Δ_i, Δ_j .

Поскольку получение информации о тесноте корреляционных связей – задача сложная, то обычно рассматривают два крайних случая: при наличии связи полагают коэффициент корреляции $\rho_{ij} = 1$, а если она отсутствует, то $\rho_{ij} = 0$.

Когда знаки частных систематических погрешностей s_1, s_2, \dots, s_q неизвестны, то систематическую погрешность результата косвенных измерений определяют из формулы

$$s_A = \left| \frac{\partial z}{\partial x_1} s_1 \right| + \left| \frac{\partial z}{\partial x_2} s_2 \right| + \dots + \left| \frac{\partial z}{\partial x_q} s_q \right|. \quad (2.22)$$

Эту погрешность называют предельной систематической погрешностью.

При расчете относительных погрешностей $\delta_{\text{сист}}$ и $\delta_{\text{сл}}$ выражения для s_A и σ_A относят к результату косвенных измерений A . Чтобы получить расчетные формулы, правые части (2.20) – (2.22) после взятия частных производных делят соответственно на правые части функции y или z и в полученных выражениях заменяют аргументы x_1, x_2, \dots, x_q результатами их измерений.

2.3. Способы оценивания и исключения систематических погрешностей

1. Исключение систематической погрешности при измерении путем применения соответствующих методов и приемов, например, метода замещения, метода компенсации погрешности по знаку, использующего два измерения, в результаты которых систематическая погрешность входит с разными знаками и др. Эти методы позволяют исключить постоянную систематическую погрешность, обнаружение которой представляет наибольшие трудности, непосредственно в процессе измерения, а не путем обработки результатов.

2. Оценка систематической погрешности путем применения более точного метода и средства измерения.

3. Обнаружение систематической погрешности в результатах измерений с многократными наблюдениями одной физической величины двумя независимыми методами. Для этой цели разработаны статистические методы обработки результатов, методы корреляционного и регрессионного анализа.

4. Оценивание систематической погрешности расчетным путем. Для этого выражают значения измеряемой величины с учетом влияющего фактора («измеренное значение») и при его отсутствии («истинное значение»). Разность первого и второго значений и будет абсолютной систематической погрешностью.

5. Исключение систематической погрешности введением поправки. При введении поправки систематическая составляющая погрешности уменьшается. Критерием целесообразности введения поправки является интервал суммарной погрешности измерений.

2.4. Формы представления результатов измерений и показатели точности

Чтобы результаты, полученные в различных лабораториях, могли сопоставляться, формы представления результатов измерений и показатели точности регламентируются нормативными документами (ГОСТами). Согласно таким стандартам результат измерения представляется в виде значения величины, и показателей точности. В зависимости от сложности и ответственности измерений используются показатели точности измерения различной сложности. В качестве показателей точности установлены:

- интервалы, в которых с заданной вероятностью находится суммарная погрешность измерения или ее систематическая составляющая;
- оценки среднего квадратического значения случайной и систематической составляющих погрешностей;
- плотность распределения систематической или случайной составляющих погрешностей.

Наиболее распространены технические измерения, которые выполняются однократно. Их погрешность определяется погрешностью средства измерений. Эта погрешность известна до измерения из нормативно-технической документации. Записывается результат измерения и погрешность в виде предела допускаемой суммарной погрешности. Вероятность не указывают, предполагается ее значение $P = 0,997$.

Погрешность в окончательной записи, как указывалось выше, принято выражать числом с одной или максимум двумя значащими цифрами. Две цифры удерживают при точном оценивании погрешностей, а также если цифра старшего разряда числа, выражающего погрешность, равна трем или меньше трех, например, 0,23, но 0,6. При приближенном оценивании погрешностей, когда погрешность выражают одной значащей цифрой, цифру 9 не применяют, а две значащие цифры сохраняют, если цифра старшего разряда меньше трех, при этом для младшего разряда обычно применяют только цифру 5. Например: 0,25; 0,15; 0,8; 1,0.

При промежуточных выкладках в числовых значениях погрешностей необходимо удерживать по три – четыре значащих цифры, чтобы погрешности округления значительно не исказили окончательный результат.

Числовое значение результата измерения должно быть представлено с учетом погрешности, с которой это измерение выполнено. Младший разряд результата должен соответствовать разряду погрешности.

3. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О МЕТОДАХ И СРЕДСТВАХ ИЗМЕРЕНИЯ

3.1. Классификация средств измерений

3.1.1. Классификация средств измерений по их роли, выполняемой в процессе измерений

Меры – средства измерений, которые служат для воспроизведения физических величин заданного размера. Применяются меры однозначные, воспроизводящие физическую величину одного размера (например, конденсатор постоянной емкости, нормальный элемент) и меры многозначные, воспроизводящие ряд одноименных величин различного размера (конденсатор переменной емкости, вариометр индуктивности, магазин сопротивлений).

Измерительные преобразователи – средства измерения, предназначенные для выработки сигнала измерительной информации в форме, удобной для передачи, дальнейшего преобразования, обработки или хранения, но не поддающейся непосредственному восприятию наблюдателем.

Различают измерительные преобразователи: *первичный* (датчик), к которому подводится измеряемая величина, *промежуточный*, включенный в измерительной цепи после первичного, и *масштабный*, предназначенный для изменения величины в заданное число раз.

Измерительный преобразователь осуществляет операцию преобразования измеряемой величины в такой выходной сигнал, при котором возможно последующее измерение его информативного параметра с заданной точностью. Физической сущностью измерительного преобразования является преобразование и передача энергии, в частности, преобразование одного вида энергии в другой.

Устройство сравнения – средство измерения, предназначенное для осуществления сравнения измеряемой величины с мерой, т. е. определения соотношения между однородными величинами. Примером устройства сравнения могут служить мостовые схемы.

Измерительный прибор – это средство измерений, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем. Это наиболее многочисленный вид средств измерений.

Измерительная установка представляет собой совокупность средств измерений (мер, измерительных преобразователей, измерительных приборов) и вспомогательных устройств. Она предназначена для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для непосредственного восприятия наблюдателем, и расположена в одном месте. Например, измерительная установка для поверки стрелочных электроизмерительных приборов.

Измерительная система – это совокупность средств измерения (мер, измерительных преобразователей, измерительных приборов) и вспомогательных устройств, соединенных между собой каналами связи, предназначенная для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для автоматической обработки, передачи или использования в автоматических системах управления.

3.1.2. Классификация средств измерений по роли, выполняемой в системе обеспечения единства измерений

Средства измерений разделяются на эталоны, образцовые и рабочие средства измерений.

Эталоны единиц – это средства измерений (или совокупность средств измерений), обеспечивающие воспроизведение и хранение единицы с целью передачи ее размера нижестоящим по поверочной схеме средствам измерений, выполненные по особой спецификации и официально утвержденные в установленном порядке в качестве эталона. Эталоны разделяются на первичные, вторичные, рабочие, специальные.

Первичные эталоны предназначены для воспроизведения единицы с наивысшей в стране точностью.

Вторичные эталоны – это эталоны, значения которых устанавливаются по первичному эталону. Они являются дублирующими.

Рабочие эталоны применяются для передачи размера единицы образцовым средствам измерений высшей точности и в отдельных случаях – наиболее точным рабочим средствам измерений.

Специальные эталоны обеспечивают воспроизведение единицы в особых условиях и заменяют для этих условий первичный эталон.

Образцовые средства измерений (меры, измерительные приборы, измерительные преобразователи) предназначены для проверки и градуировки по ним других средств измерений. Их подразделяют на разряды с 1 по 4.

Рабочими называют такие средства измерений, которые применяются для измерений, не связанных с передачей размера единиц. Рабочие средства измерений подразделяют на классы точности:

- наивысшей;
- высшей;
- высокой;
- средней;
- низшей.

3.1.3. Классификация средств электрорадиоизмерений по измеряемой величине и принципу действия. Система обозначений

В зависимости от вида измеряемой величины электрорадиоизмерительные приборы разделяются на приборы для измерения тока, приборы для измерения напряжения и т. д. Существует 20 групп, каждая из которых обозначается прописными буквами русского алфавита: А – приборы для измерения тока, В – приборы для измерения напряжения, М – приборы для измерения мощности, Ч – приборы для измерения частоты и периода, Е – приборы для измерения параметров цепей сосредоточенными распределёнными постоянными, С – приборы для измерения формы сигнала, Л – приборы для измерения параметров полупроводниковых приборов, Б – блоки питания, Г – измерительные генераторы и т. д.

В свою очередь, каждая подгруппа в зависимости от основной выполняемой функции подразделяется на несколько видов, обозначаемых цифрами: 1 – установки или приборы для поверки, 2 – для работы в цепях постоянного тока, 3 – для работы в цепях переменного тока, 4 – импульсные измерения, 5 – фазочувствительные приборы, 6 – селективные приборы, 7 – комбинированные приборы, 8 – измерители отношений, 9 – преобразователи величин.

3.2. Классификация методов измерений

Метод непосредственной оценки состоит в том, что значение величины определяется непосредственно по отчетному устройству измерительного прибора прямого преобразования (действия).

Метод сравнения с мерой состоит в том, что измеряемую величину сравнивают с величиной, воспроизводимой мерой.

Дифференциальный метод заключается в том, что на измерительный прибор воздействует разность измеряемой величины и известной величины, воспроизводимой мерой.

Нулевой метод состоит в том, что результирующий эффект воздействия величин на прибор сравнения доводят до нуля. Например, измерение сопротивления с помощью моста с полным его уравниванием.

Метод замещения заключается в том, что измеряемую величину замещают известной величиной, воспроизводимой мерой. Например, измерение ослабления аттенюатора с помощью образцового переменного аттенюатора.

Метод совпадения заключается в том, что разность между измеряемой величиной и величиной, воспроизводимой мерой, измеряют, используя совпадение отметок шкал или периодических сигналов. Например, измерение частоты вращения стробоскопом, измерение положения верньера с помощью шкалы с нониусом.

Метод противопоставлений состоит в том, что измеряемая величина и величина, воспроизводимая мерой, одновременно воздействуют на устройство сравнения, с помощью которого устанавливается соотношение между этими величинами, например, измерение сопротивлений с помощью моста с помещением измеряемого сопротивления в различных плечах моста.

3.3. Обобщенные структурные схемы измерительных приборов

Структурные схемы очень разнообразны. Однако в зависимости от метода измерений, который реализован в измерительном приборе, различают два основных вида структурных схем: *прямого* и *уравновешивающего преобразования*.

3.3.1. Структурная схема прямого преобразования

По структурной схеме прямого преобразования построены многие электрорадиоизмерительные приборы: вольтметры, ваттметры, частотометры и т.п. Отличительная черта схемы прямого преобразования (рис. 3.1) состоит в том, что все преобразования производятся в прямом направлении – предыдущие величины преобразуются в последующие и отсутствует преобразование в обратном направлении, т. е. преобразование последующих величин в предыдущие.

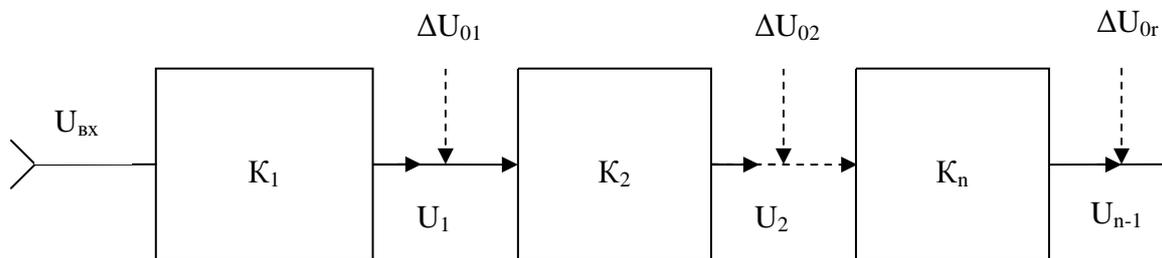


Рис. 3.1. Структурная схема прямого преобразования:
 K_1, K_2, \dots, K_n – звенья с коэффициентами преобразования K_1, K_2, \dots, K_n

Входной сигнал U_{BX} , несущий информацию об измеряемой величине, последовательно преобразуется в промежуточные сигналы U_1, U_2, \dots, U_{n-1} и в выходной сигнал $U_{ВЫХ}$. Сигналы $U_{BX}, U_1, U_2, \dots, U_{n-1}$ могут представлять собой гармонически изменяющееся напряжение или ток. Поэтому коэффициент преобразования в общем виде выражается комплексным числом. Если предположить, что звенья считаются линейными, то

$$K = \prod_{i=1}^n K_i, \quad U_{вых} = KU_{вх}. \quad (3.1)$$

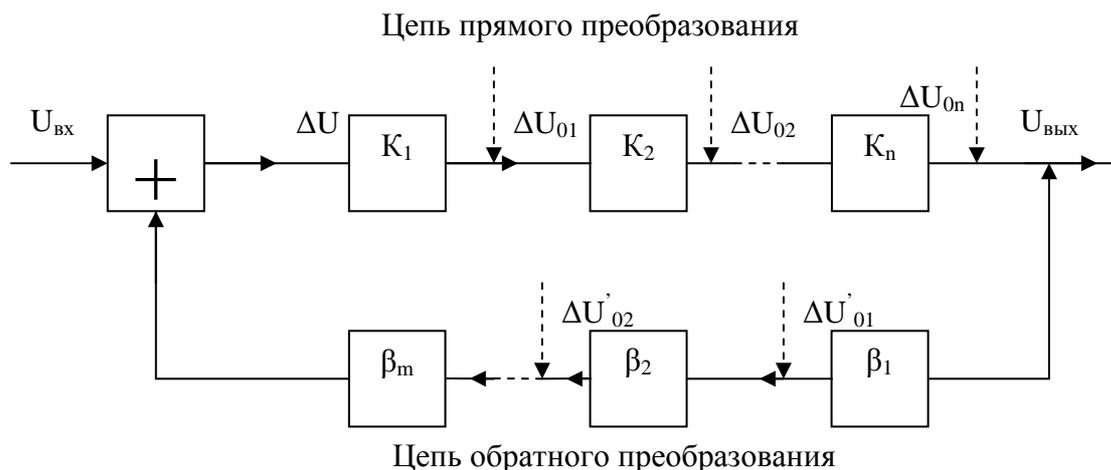


Рис. 3.2. Обобщенная структурная схема ЦИП

Для измерительных приборов, имеющих структурную схему прямого преобразования, происходит суммирование погрешностей, вносимых отдельными звеньями. Поэтому для достижения высокой точности прибора требуется и высокая стабильность отдельных звеньев.

3.3.2. Структурная схема уравнивающего преобразования

Особенность схемы состоит в том, что выходная величина $U_{вых}$ подвергается обратному преобразованию в величину U'_{m} , однородную с входной величиной $U_{вх}$, и почти полностью уравнивает ее, в результате чего на вход цепи прямого преобразования поступает только небольшая часть ΔU преобразуемой входной величины $U_{вх}$. Другими словами, используется отрицательная обратная связь.

Возможны два режима работы: режим неполного уравнивания и режим полного уравнивания.

При полном уравнивании $\Delta U = U - U'_m = 0$. Это возможно, если в цепи прямого преобразования имеется интегрирующее звено с функцией преобразования. Измерительные устройства с ручным уравниванием можно также рассматривать как имеющие структурную схему уравнивающего преобразования с полным уравниванием.

Коэффициент преобразования (чувствительность) прибора полностью определяется цепью обратного преобразования и не зависит от цепи прямого преобразования.

Мультипликативная погрешность обусловлена только цепью ОС. Аддитивная погрешность измерительных приборов с полным уравниванием почти полностью обуславливается порогом чувствительности звеньев. Под порогом чувствительности звена понимают минимальный сигнал на входе, способный вызвать сигнал на выходе.

Средства измерений могут иметь комбинированные структурные схемы, т.е. схемы, содержащие цепь прямого преобразования, ряд звеньев которого охвачены отрицательной обратной связью.

4. АНАЛОГОВЫЕ И ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

4.1. Аналоговые приборы

Аналоговыми называют приборы, показания которых являются непрерывной функцией изменений измеряемой величины. Стрелочные аналоговые приборы содержат отсчетное устройство, состоящее из шкалы и указателя, и измерительный механизм. Измерительный механизм воспринимает энергию измеряемого сигнала и преобразует ее в угловое перемещение некоторой подвижной части, жестко связанной с указателем. Для перемещения подвижной части необходимо, чтобы на нее действовал вращающий момент. Если на подвижную часть никакие другие силы не действуют, то она отклонится на столько, сколько допускает конструкция. Отклонение будет максимальным независимо от величины вращающего момента. Чтобы каждому значению вращающего момента соответствовало свое отклонение подвижной части, необходим противодействующий момент, направленный навстречу вращающему и возрастающий по мере увеличения угла поворота. Обычно такой противодействующий момент создается одной или двумя спиральными пружинами, которые при повороте подвижной части закручиваются (или раскручиваются). Подвижная часть поворачивается до тех пор, пока возрастающий противодействующий момент не окажется равным вращающему. При необходимости пружины служат для подвода тока к подвижной части прибора. Часто противодействующий момент создается упругими растяжками, на которых подвешивается подвижная часть.

Наличие подвижной части в измерительных механизмах вызывает необходимость в специальных опорных устройствах, создающих возможно меньший момент трения. Момент трения отсутствует в приборах, в которых подвижная часть укреплена на растяжках.

В процессе движения к положению равновесия подвижная часть, накопив некоторую кинетическую энергию, по инерции проходит это положение, а затем начинает совершать колебания. Если не принимать специальных мер, время, необходимое для установления отклонения, становится недопустимо большим. Для уменьшения времени успокоения используются специальные устройства – успокоители. Они строятся так, чтобы момент успокоения возникал лишь при движении подвижной части.



Рис. 4.1. Неравномерная шкала измерительного прибора

На шкалы отсчетного устройства наносятся отметки в виде коротких линий, интервал между которыми называют делением шкалы. Отметки шкалы, снабженные числами, называют числовыми отметками шкалы. Шкалы могут быть равномерными или неравномерными.

Наименьшее значение измеряемой величины, указанное на шкале, называют начальным значением шкалы, наибольшее – конечным. Диапазон показаний определяют по начальному и конечному значениям шкалы. Под диапазоном измерений понимают область значений измеряемой величины, для которой нормированы допускаемые погрешности средства измерения. При равномерных шкалах обычно диапазон показаний и диапазон измерений совпадают.

Неравномерные шкалы используются в устройствах, в которых возможны броски.

4.2. Обобщенная структурная схема цифровых измерительных приборов (ЦИП)

Обобщенная структурная схема ЦИП может быть представлена в четырех вариантах. Измерительные преобразователи ИП и АЦП являются обязательными для всех вариантов схем. Канал *а-б*, содержащий преобразователь кодов ПКК и цифровое отсчетное устройство ЦОУ, характерен для обычных ЦИП, не использующих цифровой обработки сигналов. Ветвь *а-в* включает преобразователь кодов, ЭВМ (программируемый микропроцессор) и далее преобразователь кодов и цифровое отсчетное устройство. Ветвь *а-г* характерна для ЦИП, использующих цифровую обработку сигналов с последующим преобразованием в аналоговую величину и соответствующее отсчетное устройство АОУ.

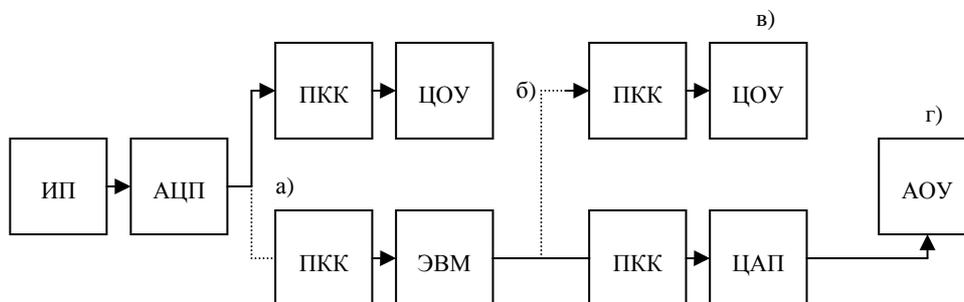


Рис. 4.2. Структурная схема цифрового измерительного прибора

Структурные схемы ЦИП разделяются на схемы прямого и уравнивающего преобразования. Если измеряемая величина удобна для непосредственного квантования (интервал времени или частота), то применяют структурную схему прямого преобразования. Если измеряемая величина неудобна для непосредственного квантования и ее нельзя преобразовать в интервал времени, но измеряемая величина удобна для сравнения (например, ток или напряжение), то целесообразно использовать схему уравнивающего преобразования.

Перечислим основные достоинства ЦИП: высокое быстродействие – до сотен миллионов измерений в секунду; высокая точность; отсутствие

субъективных погрешностей отсчета; наличие на выходе кодового сигнала, удобного для запоминания, ввода в ЭВМ, цифрового преобразования; возможность автоматической калибровки и автоматического введения поправки с целью уменьшения систематических погрешностей; возможность автоматической обработки результатов измерения с целью уменьшения случайных погрешностей и др.

Недостатками ЦИП следует считать: необходимость высокой линейности преобразователей (нелинейность вызывает погрешность, численно равную нелинейности; в случае аналоговых приборов нелинейность преобразователей может быть легко скомпенсирована шкалой); сложность и высокая стоимость, что в условиях бурного развития микроэлектроники носит преходящий характер.

4.3. Общие методы повышения точности средств измерений

Их можно разделить на две группы: методы предотвращения возникновения погрешностей и методы снижения влияния погрешностей.

К первой группе относятся конструктивно-технологические и защитно-предохранительные методы.

Конструктивно-технологические методы заключаются в использовании материалов, элементов и узлов со стабильными параметрами, применении предварительного старения, выборе стабильных режимов использования деталей. Для уменьшения частотной зависимости применяют, например, частотно-независимые резисторы, для уменьшения температурной зависимости – манганиновые резисторы, имеющие малый температурный коэффициент сопротивления и т. п.

Защитно-предохранительные методы предназначены для уменьшения влияния внешних влияющих величин и заключаются в уменьшении диапазона их изменения. Это достигается применением термостатирования, экранирования, стабилизации, фильтрации и т. п.

Методы снижения влияния погрешностей включают в себя методы коррекции (обычно систематических погрешностей) и методы статистической минимизации.

Методы коррекции или методы функциональной минимизации погрешностей измерительных приборов заключаются в снижении их уровня в процессе аналитического или экспериментального определения погрешностей.

Статистическая минимизация заключается в снижении случайных погрешностей измерительных приборов и может осуществляться как в процессе, так и после измерения.

Коррекция погрешностей может осуществляться как вручную – оператором, так и автоматически.

Методы ручной коррекции можно разделить на методы калибровки, заключающиеся в регулировке прибора, и методы обработки результата измерения без воздействия оператора на прибор, путем введения поправки.

Методы автоматической коррекции (структурные методы коррекции) основываются либо на использовании внешней влияющей величины или неинформативного параметра (применяется в схемах прямого преобразования), либо на использовании самой погрешности, выявленной с помощью дополнительных образцовых измерительных приборов, мер, измерительных преобразователей (применяется в схемах уравнивающего преобразования).

При рассмотрении методов коррекции суммарную погрешность разделяют на три составляющие: аддитивную (погрешность нуля), мультипликативную (погрешность чувствительности) и погрешность от нелинейности, которая зависит от измеряемой величины нелинейно. Аддитивную составляющую можно обнаружить при измеряемой величине на входе измерительного прибора, равной нулю. Для обнаружения мультипликативной погрешности нужна образцовая мера или масштабный преобразователь. Коррекцию аддитивной погрешности называют *установкой нуля*, а коррекцию мультипликативной погрешности – *калибровкой*. Погрешности можно скорректировать по результатам измерения без воздействия на измерительный прибор введением поправки, а также обработкой результатов измерений, проведенных по специальной методике с целью уменьшения погрешностей.

Принцип *структурного метода* коррекции состоит в выработке величины, с помощью которой можно было бы создать корректирующее воздействие на прибор. Такой величиной может быть, как указывалось, влияющая величина, неинформативный параметр входного сигнала или величина, пропорциональная погрешности.

Структурные методы коррекции по способу введения корректирующего воздействия разделяют на аддитивные и мультипликативные. При аддитивной коррекции величина, пропорциональная погрешности, обычно суммируется с выходной величиной. Мультипликативная коррекция осуществляется изменением коэффициента преобразования преобразователя корректирующей величиной, пропорциональной погрешности. Управление коррекцией погрешностей осуществляется схемами с микропроцессорами.

Методы статистической минимизации направлены на снижение уровня уже возникших случайных погрешностей.

4.4. Нормирование метрологических характеристик средств измерений

4.4.1. Основные принципы нормирования погрешностей

Метрологическими характеристиками средств измерений называются их характеристики, оказывающие влияние на результаты и погрешности измерений. Они предназначены для оценки погрешностей измерений, производимых в известных рабочих условиях применения средств измерений как в статическом, так и в динамическом режимах. Для рабочих средств измерений информация об их метрологических характеристиках содержится в нормах, которые устанавливаются в нормативно-технических документах для совокупности приборов данного типа.

В настоящее время нормирование метрологических характеристик средств измерения электрических величин основывается на ряде документов законодательной метрологии, прежде всего на ГОСТ 8.401-80 «ГСИ. Классы точности средств измерений. Общие требования», ГОСТ 22261-94 «Средства измерения электрических величин. Общие технические требования», а также ГОСТ 8.009-84 «ГСИ. Нормируемые метрологические характеристики средств измерений».

К нормируемым метрологическим характеристикам средств измерений относят номинальное значение однозначной меры, номинальную статическую характеристику преобразования (уравнение преобразования) измерительного преобразователя, наименьшую цену деления неравномерной шкалы измерительного прибора, номинальную цену единицы младшего разряда кода цифровых средств измерений, характеристики систематической и случайной составляющих погрешности средства измерений, входное и выходное полное сопротивление, характеристики влияния внешних условий, характеристики инерционных свойств (динамические характеристики), неинформативные параметры входного сигнала и др.

Для средств измерений устанавливаются нормальные и рабочие условия применения.

Нормальные условия характеризуются нормальной областью значений влияющих величин, характеризующих климатические воздействия и электропитание средств измерений: температура окружающего воздуха (20 ± 5) °С, относительная влажность (65 ± 15) %, атмосферное давление (100 ± 4) кПа, напряжение питающей сети (220 ± 4) В, частота питающей сети (50 ± 1) Гц и (400 ± 12) Гц.

Рабочие условия характеризуются рабочей областью значений влияющих величин, характеризующих климатические и механические воздействия и электропитание средств измерений. По величине рабочей области климатических воздействий средства измерений делятся на семь групп. Например, температура для различных групп лежит в пределах $+10 \dots -70$ °С.

Нормальные и рабочие значения всех влияющих величин устанавливаются в стандартах или технических условиях на средства измерения конкретного вида.

Для средств измерений отдельно нормируются погрешность в нормальных условиях применения и погрешности, имеющие место при выходе влияющих величин за пределы нормальной области, но остающихся в пределах рабочей области. Погрешность средства измерения в нормальных условиях применения называется *основной*. Погрешность средства измерения, обусловленная отклонением одной из влияющих величин от нормального значения, называется *дополнительной*. Основная погрешность нормируется *пределом допускаемой погрешности* $\Delta_{дон}$, как правило, без разделения на систематическую и случайную составляющую.

4.4.2. Формы выражения метрологических характеристик, классы точности

Пределы допускаемых основных и дополнительных погрешностей устанавливаются в виде абсолютных Δ , приведенных $\Delta_{пр}$ и относительных δ погрешностей.

Приведенной погрешностью $\delta_{пр}$ называется отношение абсолютной погрешности Δ к нормирующему значению и выражается в процентах

Способы выражения основной и дополнительных погрешностей через абсолютную, приведенную или относительную погрешности устанавливаются в стандартах на отдельные группы средств измерений. В зависимости от их точности средствам измерений присваиваются *классы точности*. Классы точности обозначаются с помощью ряда чисел: $1 \cdot 10^n$; $1,5 \cdot 10^n$; $2 \cdot 10^n$; $2,5 \cdot 10^n$; $4 \cdot 10^n$; $5 \cdot 10^n$; $6 \cdot 10^n$, где $n = 1; 0; -1; -2$ и т.д.

Примеры обозначения классов приведены в табл. 4.1.

Таблица 4.1

Обозначение классов точности

Форма выражения погрешности	Предел основной допускаемой погрешности	Обозначение класса точности
Абсолютная погрешность	Указывается в нормативно-технической документации	Кл. 2
Абсолютная погрешность (выражена в логарифмических единицах)	$\Delta = 0,5$ дБ	Кл. 0,5 дБ
Приведенная погрешность (нормирующее значение выражено в единицах измеряемой величины)	$\delta_{пр} = \pm 1,5$ %	
Приведенная погрешность (нормирующее значение принято равным длине шкалы)	$\delta_{пр} = \pm 0,5$ %	
Относительная погрешность, постоянная	$\delta = 1$ %	1,0
Относительная погрешность	$\delta = \pm 0,2 + 0,01$	0,02/0,01

ГОСТ 8.401-80 устанавливает следующие классы точности на амперметры и вольтметры: 0,05; 0,2; 0,5; 1,0; 1,5; 2,5; 4; 5.

5. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

5.1. Аналоговые электромеханические измерительные преобразователи и приборы

Структурная схема электромеханического измерительного прибора приведена на рис. 5.1. Она включает электромеханический измерительный преобразователь (измерительный механизм – ИМ), отсчетное устройство, измерительную цепь. Электромеханический преобразователь преобразует измеряемую электрическую величину (ток, напряжение) в механическую (перемещение подвижной части механизма, обычно угловое), т. е. доступную для восприятия органами чувств человека.



Рис. 5.1. Структурная схема электромеханического измерительного прибора

Отсчетное устройство состоит из указателя, жестко связанного с подвижной частью измерительного механизма, и неподвижной шкалы. Измерительная цепь электромеханического измерительного прибора представляет собой обычно масштабный ИП (делитель, шунт, трансформатор и т. п.).

Электроизмерительный механизм состоит из подвижной части и неподвижной. Момент, который возникает под действием напряжения или тока в измерительной цепи, называется вращательным.

Если на подвижную часть будет действовать только вращающий момент, то она повернется на полный угол (до упора) независимо от значения вращающего момента и измеряемой величины. Поэтому с помощью специальной пружины создают второй момент, направленный против вращающего момента. Это так называемый *противодействующий момент*.

Противодействующий момент пропорционален углу закручивания α : $M_{np} = \alpha D$, где D – удельный противодействующий момент, зависящий от конструкции. Для данного измерительного механизма величина его постоянна.

Равновесие наступит в том случае, если два момента будут равны.

5.2. Условные обозначения, наносимые на шкалы приборов

-  – измерительный механизм магнитоэлектрической системы с подвижной рамкой
-  – логометр магнитоэлектрической системы с подвижной рамкой. Логометры используются для измерения отношения двух величин
-  – магнитоэлектрическая система с неподвижным магнитом
-  – логометр магнитоэлектрической системы с подвижным магнитом
-  – электронно-динамические системы
-  – измерительный механизм ферродинамической системы
-  – тепловой прибор с нагреваемой нитью
-  – тепловая биметаллическая пластина
-  – магнитоиндукционная система
-  – логометр магнитоиндукционной системы
-  – выпрямительная система с детектором
- – постоянный ток
- ~ – переменный ток
- ≅ – постоянный и переменный ток
- ≏ – трёхфазный ток
- ⊥ – вертикальное положение шкалы

П – горизонтальное положение прибора

$\angle 60^\circ$ – под углом 60°



– клеммы прибора изолированы от корпуса и испытаны под напряжением 2 кВ



– прибор защищён от влияния внешних магнитных полей



– прибор защищён от влияния внешних электрических полей



– Внимание! Прибор не включать, не ознакомившись с инструкцией, т.к. имеются особенности эксплуатации

Чувствительность прибора выражается отношением перемещения указателя к соответствующему изменению измеряемой величины. Если чувствительность выражается числом делений на единицу измеряемой величины, то цена прибора и постоянная прибора совпадают.

Вариация прибора – это вариация показаний в данной точке шкалы, которые определяются экспериментально как наибольшая по абсолютной величине разность показаний при возрастающих и убывающих значениях измеряемой величины. Вариация показаний не должна превышать удвоенной погрешности прибора.

5.3. Магнитоэлектрические измерительные механизмы

Конструкция прибора магнитоэлектрической системы показана на рис. 5.2, 5.3. Между полюсами постоянного магнита 1 расположены полюсные наконечники 2 с цилиндрической расточкой. Магнитное поле замыкается через сердечник 3 цилиндрической формы, выполненный из магнитомягкого материала и укрепленный неподвижно с помощью латунной накладки 5. В кольцевом зазоре между наконечниками и сердечником создается равномерное магнитное поле. В этом же зазоре расположена подвижная катушка (рамка 4), выполненная из изолированной медной проволоки. Проволока либо навивается на алюминиевый каркас, либо скрепляется клеем. К рамке с двух сторон приклеиваются алюминиевые буксы для крепления растяжек или кернов. Стрелка 6 и вся подвижная часть механизма уравновешиваются грузиками 7, играющими роль противовеса.

Для регулировки магнитного поля в зазоре предусмотрен шунт 8, выполненный из магнитомягкого материала, по которому замыкается часть магнитного потока. Ток к рамке подводится по спиральным пружинам и растяжкам. Возникающий вращающий момент

$$M = BswI, \quad (5.1)$$

где B – магнитная индукция в зазоре; s – площадь рамки; w – число витков; I – ток, протекающий по обмотке рамки. Установившееся отклонение подвижной части определяется равенством $M = M_{np} = M_{\alpha}$, где M_{np} – противодействующий момент; α – угол поворота подвижной части (см. рис. 5.3); W – коэффициент, зависящий от свойств упругого элемента и называемый удельным противодействующим моментом. Противодействующий момент линейно зависит от угла поворота подвижной части. При $M = -M_{np}$ имеем $BswI = \alpha W$. Откуда

$$\alpha = \frac{Bsw}{W} I = S_1 I. \quad (5.2)$$

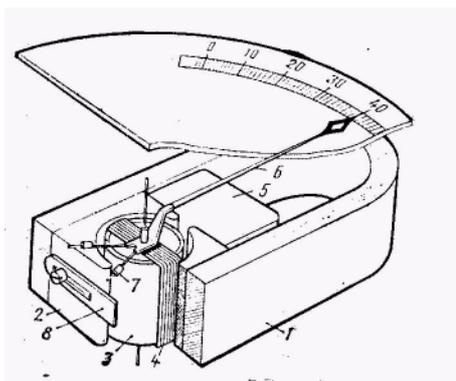


Рис. 5.2. Магнитоэлектрический измерительный механизм

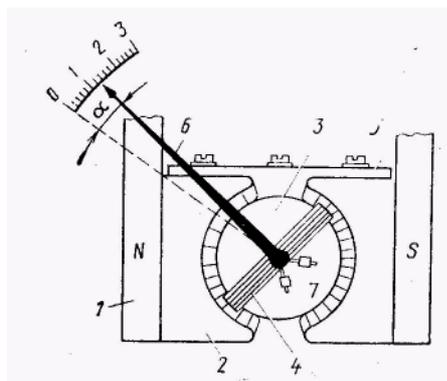


Рис. 5.3. Определение угла отклонения измерительного механизма

Выражение (5.2) представляет собой уравнение преобразования, где S_1 – чувствительность механизма к току. Из (5.2) следует, что угол отклонения пропорционален току, т. е. прибор имеет линейную шкалу. Успокоители в магнитоэлектрических приборах обычно магнитоиндукционного типа. Момент успокоения M_p образуется за счет вихревых токов в алюминиевом каркасе рамки.

Магнитоэлектрические механизмы обычно работают на постоянном токе. Если колебание имеет синусоидальную форму, то среднее значение вращающего момента равно нулю

$$M_{cp} = \frac{I_m Bsw}{T} \int_0^T \sin \omega t dt = 0$$

Принципы построения магнитоэлектрических приборов используются в гальванометрах – высокочувствительных приборах, предназначенных для измерения малых токов (до 10^{-8} А) и напряжений.

Приборы магнитоэлектрической системы имеют высокую чувствительность. Удастся сконструировать приборы с отклонением на всю шкалу при токе 0,01 мкА. Высокая чувствительность объясняется концентрацией магнитного поля магнита в узком зазоре, из-за чего индукция получается большой. Сильное магнитное поле в зазоре делает слабым влияние внешних полей на показания прибора. При использовании магнитных экранов погрешность из-за внешних полей можно свести до десятых долей процента. Потребление тока от внешней цепи приборами магнитоэлектрической системы очень мало, что позволяет снизить потребляемую мощность до 10^{-9} Вт.

Магнитоэлектрические приборы относятся к числу высокоточных приборов с классом точности 0,2; 0,1 и даже 0,05. Для достижения высокой точности применяются специальные приемы: искусственное старение магнита, термокомпенсация и т. п. К недостаткам приборов магнитоэлектрической системы относятся чувствительность к перегрузкам (ток протекает по рамке из тонкого провода), сложность и относительно высокая стоимость.

5.4. Электродинамические приборы

В приборах электродинамической системы имеются две пары катушек – подвижных и неподвижных. Подвижная катушка 1 (рис. 5.4, а) может поворачиваться относительно неподвижной 2, состоящей из двух частей, разделенных зазором. Магнитное поле катушек замыкается по воздуху. Вращающий момент перемещает стрелку 4, укрепленную на оси 5, относительно шкалы 3. Успокоитель 6 – воздушного типа. Для увеличения вращающего момента иногда применяют магнитопроводы.

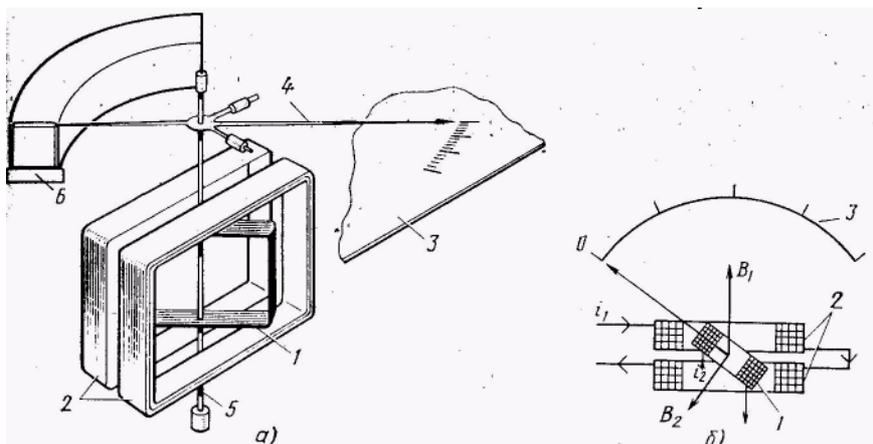


Рис. 5.4. Прибор электродинамической системы

Такие приборы называются ферродинамическими. Вращающий момент находится с помощью уравнения Лагранжа

$$M = \frac{\partial W_M}{\partial \alpha}, \quad (5.3)$$

где W_m – энергия магнитного поля; α – угол отклонения подвижной части механизма. Как следует из (5.3), вращающий момент равен производной от энергии системы по углу α . Энергия системы, состоящей из двух катушек 2 с токами i_1 и i_2 (рис. 5.4, б), определяется соотношением $W_m = 1/2L_1i^2 + 1/2L_2i_2^2 + M_{12}i_1i_2$, где L_1 и L_2 – индуктивности катушек, а M_{12} – взаимоиндуктивность. При дифференцировании учитываем, что токи i_1 и i_2 , а также индуктивности L_1 и L_2 постоянны. Лишь M_{12} зависит от угла поворота α . Следовательно, $M = dW / d\alpha = i_1i_2 dM / d\alpha$.

Если пропустить по катушкам переменные токи i_1 и i_2 , подвижная часть прибора будет реагировать лишь на среднее значение вращающего момента

$$M_{cp} = \frac{\partial M^{12}}{\partial \alpha} \frac{1}{T} \int_0^T i_1 i_2 dt$$

При установившемся отклонении справедливы соотношения

$$M = M_{np} = M_\alpha \quad \text{и} \quad \alpha = \frac{1}{W} \frac{\partial M^{12}}{\partial \alpha} \frac{1}{T} \int_0^T i_1 i_2 dt$$

Если токи i_1 и i_2 синусоидальны и имеют фазовый сдвиг ψ , то

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_1 i_2 dt = I_1 I_2 \cos \psi,$$

где I_1 и I_2 – среднеквадратические (действующие) значения токов. Следовательно,

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{\partial M^{12}}{\partial \alpha} I_1 I_2 \cos \psi. \quad (5.4)$$

Отсюда следует, что показания прибора определяются произведением токов I_1 и I_2 и углом ψ . При $\psi = 90^\circ$ отклонение равно нулю.

При последовательном соединении катушек (рис. 5.5, а) $i_1 = i_2$ и $\alpha = \frac{1}{W} \frac{\partial M^{12}}{\partial \alpha} I^2$

Если прибор используется для измерения напряжения, то включают дополнительный резистор $R_{доб}$ (рис. 5.5, б), который ограничивает ток через прибор. Показания прибора определяются формулой

$$\alpha = \frac{1}{WR_{доб}} \frac{\partial M^{12}}{\partial \alpha} U^2$$

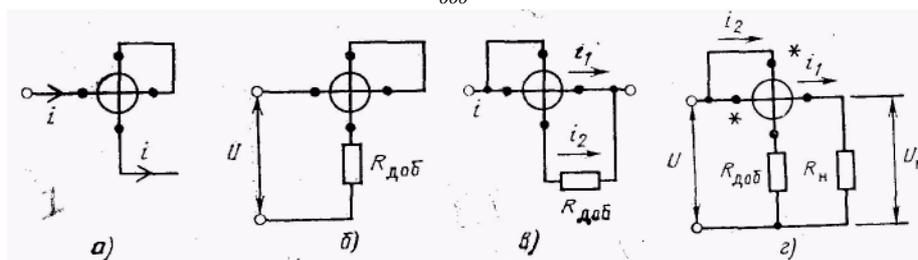


Рис. 5.5. Схема включения прибора

Параллельное включение обмоток используется в амперметрах, рассчитанных на большой ток (рис. 5.5, в). При этом основную часть тока i_1 пропускают по неподвижной катушке, которая наматывается толстым проводом. При этом уменьшается ток i_2 через рамку.

Введя коэффициент распределения токов по обмоткам $k = i_1 / i_2$ и обозначив измеряемый ток $i = i_1 + i_2$, из (5.4) имеем

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{k}{(k+1)^2} \frac{\partial M^{12}}{\partial \alpha} I^2$$

Подбирая величину k , можно построить прибор для измерения больших токов.

Независимое включение катушек электродинамического механизма применяется в ваттметрах – приборах для измерения мощности. Схема включения катушек показана на рис. 5.5, г. Неподвижная катушка с малым сопротивлением включается последовательно с нагрузкой R_H . Подвижная катушка с последовательно включенным резистором $R_{доб}$ подключается параллельно нагрузке. При таком соединении отклонение подвижной части прибора пропорционально средней активной мощности, рассеиваемой на нагрузке за период T , т. е.

$$\alpha = \frac{1}{WR_{доб}} \frac{\partial M^{12}}{\partial \alpha} \frac{1}{T} \int_0^T u_n i_n dt = \frac{1}{WR_{доб}} \frac{\partial M^{12}}{\partial \alpha} P_n.$$

При измерении мощности в цепях переменного тока иногда требуется измерять реактивную мощность $P_Q = UI \sin \varphi$. Приборы, измеряющие P_Q , называют варметрами. В этих приборах создается искусственный фазовый сдвиг 90° между напряжением, приложенным к параллельной цепи, и током в рамке. В этом случае

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{\partial M^{12}}{\partial \alpha} UI \cos\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right) = -\frac{1}{W} \frac{\partial M^{12}}{\partial \alpha} UI \sin \varphi$$

Знак минус указывает, что стрелка отклоняется в обратную сторону. Для нормальной работы прибора необходимо переключить концы одной из обмоток. Зажимы, обозначенные звездочкой (*) на рис. 5.5, г, называются генераторными и подключаются со стороны генератора.

Основная погрешность электродинамических приборов на постоянном токе определяется механическими свойствами механизма, постоянством параметров измерительной цепи и точностью градуировочной характеристики. Механические свойства могут быть доведены до высокой степени совершенства. Стабильность параметров измерительной цепи повышается, если в качестве добавочного сопротивления $R_{доб}$ (см. рис. 5.5) используется проволочный резистор (из манганина). Градуировку можно выполнить весьма точно на постоянном токе с помощью образцовых приборов (компенсато-

ров). Однако постоянный ток лучше измеряется магнитоэлектрическими приборами, так как электродинамические потребляют мощность 3 – 15 Вт. Поэтому представляет интерес градуировка на постоянном токе с последующим использованием прибора на переменном токе.

В вольтметрах (рис. 5.5, б) частотная погрешность вызывается индуктивным сопротивлением его цепи. Поэтому если прибор градуирован на постоянном токе, при измерении переменных токов возникнет существенная погрешность. Вольтметр, градуированный на постоянном токе, но с частотной коррекцией, при классе точности до 0,2 показан на рис. 5.6. При использовании

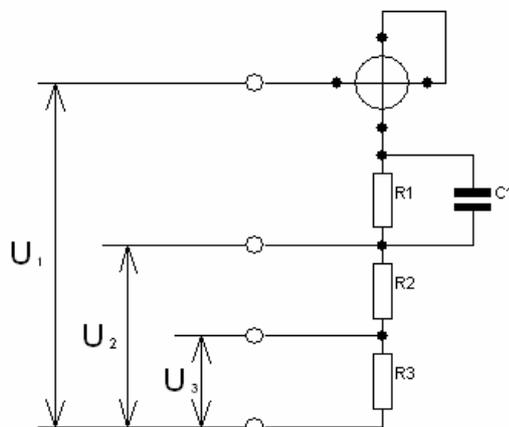


Рис. 5.6. Частотная коррекция

электродинамического прибора в качестве амперметра катушки включаются последовательно. В этом случае изменение активного сопротивления (например, от температуры) и изменение индуктивного сопротивления (при изменении частоты) не вызывают погрешности измерения, поскольку прибор показывает тот ток, который через него протекает. Если амперметр рассчитан на большой ток и его обмотки включаются параллельно (рис. 5.5, в), то погрешность измерения определяется перераспределением токов между ветвями при изменении температуры и частоты. Для коррекции в схему вводят резисторы R1 и R2 и конденсатор C1 (рис. 5.7). При выполнении условия $L1R1 = L2R2$ удаётся устранить перераспределение токов при изменении частоты. Шунтирование R2 конденсатором C1 устраняет различие показаний на постоянном и переменном токах.

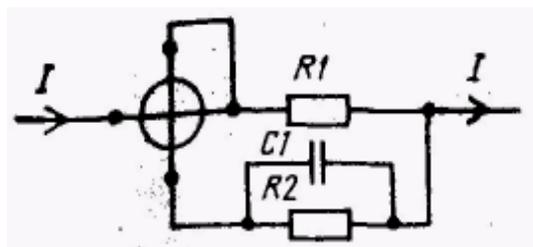


Рис. 5.7. Температурная и частотная коррекция

По сравнению с приборами магнитоэлектрической системы электродинамические более чувствительны к внешним полям. Экранирование прибора экраном из ферромагнитного материала существенно ослабляет влияние внешних полей. Другой прием носит название – астазирование.

В приборах такого типа используются две подвижные катушки, которые создают два вращающих момента. Катушки расположены так, что внешнее магнитное поле увеличивает один вращающий момент и настолько же уменьшает другой. Сумма моментов остается неизменной. Астатические механизмы применяются сравнительно редко, так как имеют сравнительно сложную конструкцию.

5.5. Электромагнитные приборы

К электромагнитным относятся такие приборы, в которых поле, созданное неподвижной катушкой с протекающим по ней током, воздействует на один или несколько сердечников из ферромагнитного материала, эксцентрично расположенных на оси. Подвижная часть стремится расположиться так, чтобы энергия системы катушек с током была наибольшей. Измерительный механизм (рис. 5.8) состоит из катушки 1 с обмоткой из медного провода, имеющей воздушный зазор, и сердечника 2. Сердечник укреплен на оси 3. Противодействующий момент создается спиральной пружиной 4. Успокоение – магнитоиндукционное или жидкостное.

Вращающий момент определяется соотношением (5.3). Энергия магнитного поля системы зависит от квадрата тока и индуктивности катушки L ($W_M = 1/2 i^2 L$). При повороте подвижной части механизма сердечник перемещается относительно катушки, что вызывает изменение индуктивности L . Следовательно, мгновенное значение вращающего момента

$$\bar{M} = \frac{1}{2} \frac{\partial L}{\partial \alpha} i^2, \quad \text{а среднее} \quad M_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T M dt = \frac{1}{2} \frac{\partial L}{\partial \alpha} \frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt.$$

Так как $\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt$ – квадрат действующего значения тока, то

$$\bar{M} = \frac{1}{2} I^2 \frac{\partial L}{\partial \alpha}.$$

Величина отклонения указателя определяется из условия равновесия $M = M_{np} = M_{\alpha}$ и определяется формулой

$$\alpha = \frac{1}{2W} \frac{\partial L}{\partial \alpha} I^2 \quad (5.5)$$

Как видно из (5.5), отклонение подвижной части зависит от квадрата действующего значения тока. Однако вид шкалы зависит от закона изменения $dL/d\alpha$, т. е. от формы и расположения сердечника. Обычно подбором формы сердечника удается добиться равномерности шкалы на некоторых ее участках. При измерении тока электромагнитным прибором его катушка включается последовательно в измерительную цепь. Для изменения пределов измерения катушка делается секционированной. Для измерения токов до 100 – 200 А приборы снабжаются катушкой из одного витка толстой медной шины. Температурная погрешность амперметров электромагнитной системы невелика и определяется изменением упругих свойств пружины и растяжек. Частотная погрешность возникает из-за вихревых токов в сердечнике и поверхностного эффекта в проводах катушки. При использовании многожильного провода можно использовать прибор на частотах до 2 – 3 кГц. При измерении постоянного тока показания прибора различаются при возрастающих и убывающих изменениях

тока. Это связано с явлением гистерезиса сердечника. При использовании электротехнической стали погрешность из-за гистерезиса может составить 5 %, изготовление сердечника из пермаллоя позволяет снизить эту погрешность до 0,2 %.

В вольтметрах электромагнитной системы включается дополнительный резистор $R_{доб}$, выполненный из манганина. Компенсация температурной зависимости эффективна, если сопротивление добавочного резистора существенно превышает сопротивление катушки из меди. Вольтметры электромагнитной системы выпускают классов точности 1,0; 1,5; 2,5 с верхними пределами измерения 0,5 – 600 В.

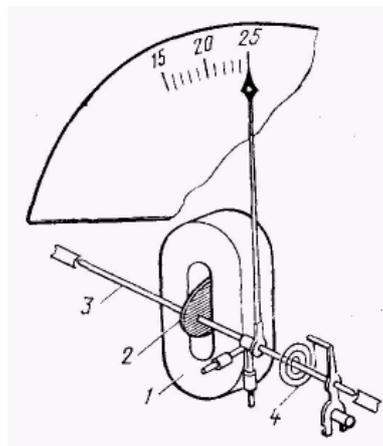


Рис. 5.8. Электромагнитный прибор

Электромагнитные приборы нашли широкое применение благодаря простоте конструкции, низкой стоимости, высокой надежности. Поскольку ток проходит только по неподвижной катушке, которая может быть намотана толстым проводом, приборы рассматриваемого типа способны выдерживать большие перегрузки. Зависимость закона отклонения от формы сердечника позволяет влиять на характер шкалы (рис. 5.8), создавать перегрузочные амперметры.

5.6. Электростатические приборы

В электростатических приборах перемещение подвижной части механизма осуществляется под действием энергии электрического поля системы заряженных проводников. Поэтому электростатические приборы обычно используются в качестве вольтметров. Наибольшее распространение получили два вида механизмов, конструкции которых показаны на рис. 5.9.

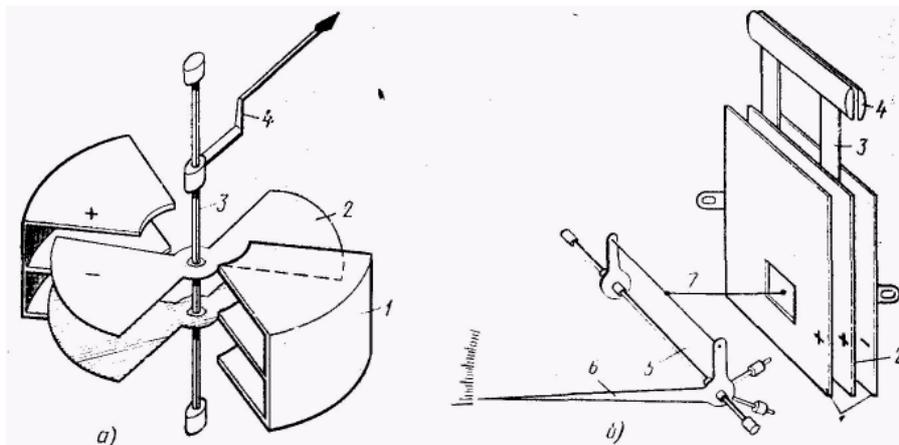


Рис. 5.9. Электростатические приборы

конструкция, изображенная на рис. 5.9, а, применяется в щитовых и переносных вольтметрах, измеряющих напряжения до нескольких сотен вольт. Конструкция на рис. 5.9, б позволяет измерять напряжения в несколько киловольт.

В приборе (рис. 5.9, а) секторообразные пластины 2 образуют подвижную часть прибора. Она поворачивается на оси 3 вместе со стрелкой 4. Силы электрического поля стремятся повернуть подвижную часть относительно неподвижной 1 так, чтобы энергия электрического поля была максимальна. Поскольку энергия ($W_{эл} = CU^2/2$) будет максимальна при максимальном значении емкости, под воздействием приложенного напряжения U подвижный электрод будет втягиваться между неподвижными. В электростатическом приборе второго типа (рис. 5.9, б) электроды 1 закреплены неподвижно, подвижный электрод 2 прикреплен на упругих лентах 3 к держателю 4. Один из неподвижных электродов (например, левый) соединяется электрически с подвижным электродом и к ним подводится один потенциал (например, положительный). Отрицательный потенциал подается на неподвижный электрод. Подвижный электрод отталкивается от левого неподвижного электрода и притягивается к правому. Перемещение подвижного электрода с помощью оттяжки 7 передается на ось 5 со стрелкой 6.

Вращающий момент электростатического механизма равен $M = \frac{\partial W_{эл}}{\partial \alpha} = \frac{1}{2} U^2 \frac{\partial C}{\partial \alpha}$. Величина отклонения, соответствующая условию равновесия $M = -M_{пр} = M_{\alpha}$, определяется соотношением $\alpha = \frac{1}{2W} \frac{\partial C}{\partial \alpha} U^2$, из которого видно, что отклонение пропорционально квадрату приложенного напряжения. Смена полярности приложенного напряжения не изменяет направления отклонения, поэтому электростатические приборы можно применять на переменном токе. При этом из-за инерции подвижная часть не может следовать за изменениями вращающего момента и реагирует на его среднее значение

$$M_{cp} = \frac{1}{2} \frac{\partial C}{\partial \alpha} \frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt = \frac{1}{2} U^2 \frac{\partial C}{\partial \alpha},$$

где U – действующее значение переменного напряжения.

Вращающий момент электростатического механизма мал, поэтому вольтметры данного типа рассчитаны на предел более 10 В. Собственное электростатическое поле прибора мало, поэтому необходима экранировка от внешних полей. На показания электростатического прибора практически не влияют температура, частота, форма приложенного напряжения, а также внешние магнитные поля. Собственное потребление энергии вольтметром чрезвычайно мало и на постоянном токе равно нулю.

Для расширения пределов измерения электростатического вольтметра при измерении постоянных напряжений целесообразно применять рези-

стивный делитель, а при измерении переменных – емкостный. Схемы делителей показаны на рис. 5.10, а, б. При использовании емкостного делителя измеряемое напряжение U и напряжение на вольтметре U_V определяются соотношением

$$U/U_V = (C1 + C2 + C_V)/C2,$$

где C_V – электрическая емкость вольтметра.

Промышленность выпускает электростатические вольтметры классов точности 0,5; 1,0; 1,5 на напряжения от 10 В до 300 кВ. Частотный диапазон – до 10 МГц. Основное применение электростатические вольтметры находят для измерений в маломощных цепях при широком частотном диапазоне, а также в цепях высокого напряжения.

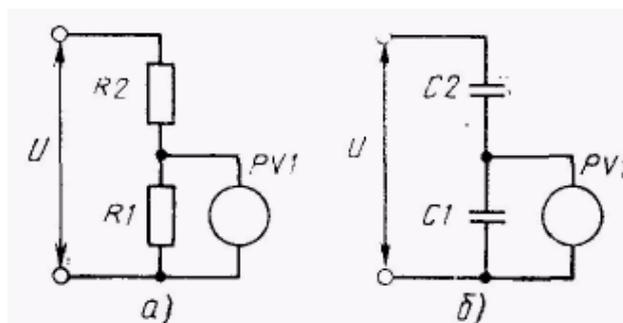


Рис. 5.10. Схемы делителей

5.7. Логометры

Логометры (от греческого слова «логос» – отношение) – приборы, предназначенные для измерения отношения двух величин. Эти приборы могут строиться на основе механизмов магнитоэлектрической, электродинамической и электромагнитных систем. На рис. 5.11 показана конструкция магнитоэлектрического логометра. В отличие от обычного магнитоэлектрического механизма подвижная часть состоит из двух рамок 1, плоскости которых составляют угол 30...90°. Токи в рамки поступают через специальные «безмоментные» токопроводы. Обычных элементов, создающих противодействующий момент (пружин, растяжек), в приборе нет. Направления токов в рамках выбираются так, чтобы соответствующие им моменты были направлены встречно. Один момент можно считать вращающим, другой – противодействующим.

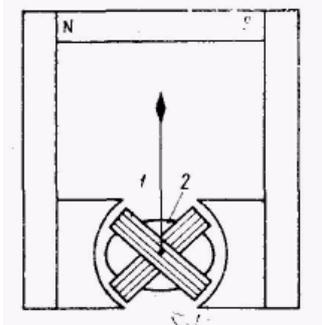


Рис. 5.11. Логометр

Положение равновесия наступит при равенстве двух моментов. Это происходит, когда хотя бы один из моментов зависит от угла поворота подвижной части. В противном случае равнодействующий момент, определяемый как разность двух моментов, повернет подвижную часть упора в направлении действия наибольшего момента. Для создания зависимости вращающего момента в зазоре создается неравномерное магнитное поле.

Для этого сердечнику 2 (см. рис. 5.11) придается эллиптическая форма. При повороте подвижной части одна рамка входит в узкую часть зазора,

где индукция велика, а вторая – в широкую, где индукция мала. В результате с ростом угла поворота вращающий момент убывает, а противодействующий возрастает, пока не наступает равенство. На основании (5.2) можно записать

$$M_1 = B_1 n_1 s_1 I_1 = f_1(\alpha) I_1; \quad -M = B_2 n_2 s_2 I_2 = f_2(\alpha) I_2 \quad (5.6)$$

При равновесии $M_1 = -M_2$, следовательно, из (5.6) имеем $I_1 / I_2 = f_1(\alpha) / f_2(\alpha) = f_3(\alpha)$, или $\alpha = F(I_1 / I_2)$. Таким образом, логометр измеряет отношение токов, протекающих по обмоткам рамок. Характеристика шкалы зависит от функций $f_1(\alpha)$ и $f_2(\alpha)$. Логометры нашли применение для измерения частоты, сопротивления, фазового сдвига.

5.8. Термоэлектрические приборы

Действие термоэлектрических приборов основано на преобразовании измеряемого переменного тока в постоянный и измерении последнего с помощью магнитоэлектрического прибора. В основу термоэлектрического прибора положено использование термопреобразователя, состоящего из нагревателя и термопары. В качестве нагревателя используется тонкая проволока, изготовленная из термостойкого материала, например, из нихрома и константана. Измеряемый ток, проходя по нагревателю, выделяет тепловую энергию, которая повышает температуру спая термопары, состоящей из двух разнородных проводников (например, железа и константана).

Различают контактные термоэлектрические преобразователи, у которых спай термопары 1 непосредственно приварен к середине нагревателя 2 (рис. 5.12, а), и бесконтактные термоэлектрические преобразователи (рис. 5.12, б), у которых спай термопары 1 и нагреватель 2 разделены изолятором. В качестве изолятора используется стеклянная бусина. Через нее передается теплота от нагревателя к термопаре.

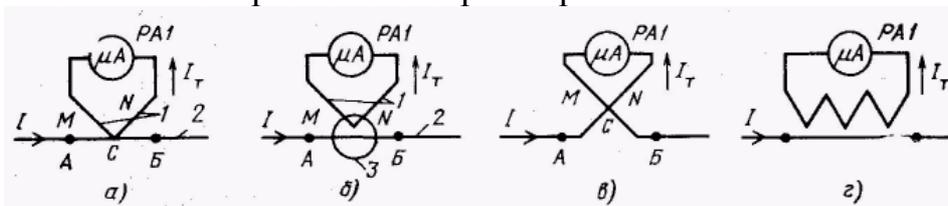


Рис. 5.12. Термоэлектрические приборы

Спай (точка С на рис. 5.12, а) является тепловыделяющим концом термопары. К теплопоглощающим (холодным) концам подключается магнитоэлектрический измерительный механизм, показания которого пропорциональны термо-ЭДС. Изоляционная прослойка между нагревателем и термопарой увеличивает инерционность и уменьшает чувствительность. Однако изоляция обеспечивает большую точность измерений, поскольку измеряемый ток, протекающий по нагревателю, не ответвляется в цепь термопары.

В контактном термоэлектрическом преобразователе часть измеряемого тока протекает через термопару и прибор за счет падения напряжения на месте сварки. Это явление свойственно также термопреобразователю типа «термокрест», в котором нагреватель и термопара изготавливаются из одних и тех же проволочек, расположенных крестообразно и свариваемых в точке пересечения C (рис. 5.12, *в*). Приборы с термокрестом используются для измерения малых токов. Бесконтактные преобразователи позволяют последовательно соединить несколько термопар и получить таким образом термобатарейку (рис. 5.12, *з*). Термо-ЭДС батареи возрастает пропорционально числу термопар, в результате чего повышается чувствительность прибора. Термо-ЭДС пропорциональна количеству теплоты, выделенной измеряемым током в месте спая. Количество теплоты, в свою очередь, пропорционально квадрату измеряемого тока. Ток в цепи прибора $I_T = E / r + R_{II}$, где r – сопротивление термопары, R_{II} – сопротивление прибора, E – термо-ЭДС.

Как показывают расчеты и эксперименты, термо-ЭДС определяется соотношением $E = k'I^2$, где k' – коэффициент пропорциональности; I – ток подогревателя. Следовательно,

$$I_T = k'I^2(r + R_{II})$$

Согласно (5.2) отклонение стрелки магнитоэлектрического прибора

$$\alpha = \frac{S_1 k'}{r + R_{II}} I^2 = kI^2.$$

Таким образом, если использовать термопреобразователь для измерения тока, шкала прибора оказывается квадратичной.

Для нагрева спая термопары тратится лишь небольшая доля выделяющегося тепла. Большая часть его теряется в результате лучеиспускания, конвекции и теплопроводности элементов термопары. Для уменьшения потерь тепла термопара помещается в колбочку с высоким вакуумом. Вакуумные термопреобразователи обеспечивают при том же токе подогрева в 10 – 30 раз большую термо-ЭДС и применяются в приборах с высокой чувствительностью.

На термопреобразователях строятся вольтметры и амперметры. Промышленность выпускает термоэлектрические приборы для измерения напряжения и тока типа Т131 – Т133. Прибор Т131 позволяет измерять напряжения 75 – 1500 мВ на частотах 20 Гц – 1 МГц при токе потребления 0,1 мА. Прибор Т133 измеряет ток 100 – 1000 мкА в диапазоне частот 20 Гц – 0,5 МГц.

Термоэлектрические преобразователи пригодны для измерения мощности, причем шкала термоваттметра линейна.

На погрешности термоэлектрических приборов влияют главным образом три фактора: изменение температуры окружающей среды, длительность включения и изменение частоты измеряемого тока. Погрешность из-

менения температуры окружающей среды обусловлена изменением сопротивления цепи измерительного механизма и сопротивления нагревателя. Термо-ЭДС термопары от температуры внешней среды практически не зависит, так как нагреваются одновременно как теплопоглощающие, так и тепловыделяющие концы термопары. Влияние длительности включения проявляется в том, что показания прибора оказываются различными и в зависимости от того, как долго был включен прибор, так как нагреватель, имеющий меньшую массу, прогревается гораздо быстрее, чем массивные токоподводящие колодки, которые тоже несколько нагреваются. Поэтому разность температур между тепловыделяющим спаем и теплопоглощающими концами термопары, удаленными от колодок, оказывается непостоянной и зависящей от продолжительности включения.

Влияние частоты на показания термоэлектрических приборов сказывается по двум причинам. С ростом частоты вследствие поверхностного эффекта растет сопротивление нагревателя, а также проявляются паразитные параметры схемы. Оба фактора проявляются на частотах свыше 3 – 5 МГц. Рациональным конструированием приборов удастся обеспечить изменение токов до 100 МГц при классе точности 1,0 и 1,5.

К недостаткам приборов термоэлектрической системы следует отнести малую перегрузочную способность (допускаются перегрузки не более 50 %), сравнительно большое потребление энергии.

5.9. Выпрямительные приборы. Измерение тока

Магнитоэлектрические приборы пригодны для измерений в цепях постоянного тока. Расширение их возможностей достигается преобразованием переменного тока в постоянный. В этом случае удастся использовать такие их свойства, как высокую чувствительность и точность, малое потребление энергии. Выпрямительные приборы могут строиться на применении пассивных и активных элементов. В данном параграфе рассматриваются приборы, основанные на использовании пассивных элементов (диодов).

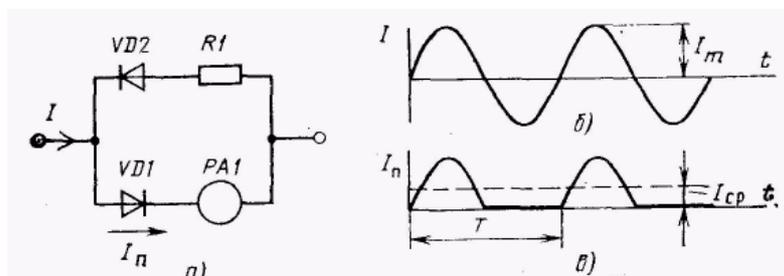


Рис. 5.13. Выпрямление тока

Для преобразования переменного тока в постоянный используются одно- и двухполупериодные выпрямители. В схеме однополупериодного выпрямителя (рис. 5.13, а) через прибор проходит только положительная

половолна тока I_H (рис. 5.13, б, в), что определяется включением диода VD1 в соответствующей полярности. Диод VD2 образует цепь для прохождения отрицательной полуволны тока. Цепь VD2, R1 обеспечивает защиту диода VDI от пробоя, шунтируя его при отрицательной полуволне тока. Сопротивление резистора выбирается равным сопротивлению измерительного механизма. При этом сопротивление прибора будет одинаковым для любого направления тока.

Более широкое распространение получила двухполупериодная схема выпрямления, различные варианты которой показаны на рис. 5.14, а – г. В двухполупериодной схеме выпрямителя ток проходит через измерительный механизм в обе половины периода (рис. 5.14, д). В трансформаторной схеме (рис. 5.14, а) диоды включаются во вторичную обмотку трансформатора, так что ток через прибор I_H протекает в одном направлении. В течение первого полупериода протекает ток I_1 (через цепь диода VD1), в течение второго полупериода ток I_2 (через диод VD2). Аналогично работают и мостовые схемы, показанные на рис. 5.14, б, в, г. Измерительный механизм включается в диагональ моста. Ток через него протекает в одном направлении, как показано на рис. 5.14, а – г стрелками. Преимуществом двухполупериодного выпрямителя является удвоенная величина тока, что не трудно заметить из сравнения рис. 5.13, в и 5.14, д.

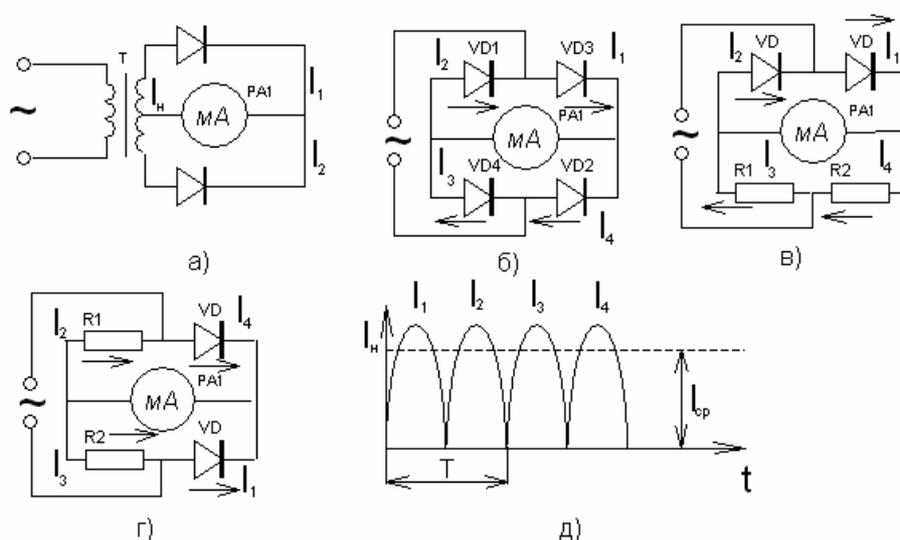


Рис. 5.14. Схемы выпрямителей

В мостовых схемах (рис. 5.14, в, г) два диода заменены резисторами. Это позволяет уменьшить температурную погрешность прибора, так как прямое и обратное сопротивления диодов сильно зависят от температуры. Уменьшение погрешности связано сокращением числа диодов, а также со стабилизирующим действием резисторов. Схема на рис. 5.14, г удобна для

измерения больших токов, поскольку резисторы R1 и R2 выполняют роль шунтов. Недостатком схем (рис. 5.14, в, г) является необходимость применения более чувствительного механизма.

Зависимость показаний прибора от тока может быть определена из следующих соображений. Согласно (5.1) мгновенное значение вращающего момента $M = Bswi$, где i – мгновенное значение тока, протекающего через измерительный механизм. Из-за инерции подвижной части ее отклонение будет пропорционально среднему значению вращающего момента. Если ток $i(t)$, то для схемы однополупериодного выпрямителя имеем

$$M_{cp} = Bsw \frac{1}{T} \int_0^{T/2} i(t) dt = Bsw I_{cp} / 2,$$

а для двухполупериодного выпрямления $M'_{cp} = Bsw I_{cp}$, где $I_{cp} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} i(t) dt$.

При равновесии $M_{cp} = \alpha W$ и, следовательно, для однополупериодных и двухполупериодных приборов соответственно имеем

$$\alpha = \frac{Bsw}{W} I_{cp} / 2; \quad \alpha' = \frac{Bsw}{W} I_{cp}$$

Таким образом, выпрямительные приборы позволяют измерять среднее значение тока.

Преимуществом выпрямительных приборов является высокая чувствительность, позволяющая измерять напряжения 0,2 – 0,3 В и токи 0,25 – 0,3 мА, малое потребление энергии, широкий (до 100 МГц) диапазон частот.

Погрешность выпрямительного прибора определяется погрешностью измерительного механизма, погрешностью, вызванной температурной нестабильностью выпрямительных диодов. Частотная погрешность возникает из-за паразитных емкостей выпрямительных диодов. Классы точности обычно 1,0 – 2,5.

В большинстве случаев выпрямительные приборы выполняют комбинированными и многопредельными. В корпусе прибора помещают измерительный механизм, выпрямительные диоды, наборы шунтов и дополнительных резисторов. Путем коммутации этих элементов создаются схемы для измерения тока, напряжения, сопротивления.

6. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ

6.1. Параметры переменного напряжения

Наиболее широко применяемыми измерительными преобразователями этого типа являются выпрямительные и термоэлектрические. *Выпрямительные* преобразователи используют выпрямление (детектирование) переменного тока с помощью нелинейных элементов – вакуумных и полупроводниковых диодов (детекторов).

Термоэлектрические измерительные преобразователи используют нагрев переменным током горячего спая термопары, возникновение термо-ЭДС и постоянного тока в цепи термопары.

Переменное напряжение характеризуется четырьмя основными параметрами:

– *пиковое* значение U_m (для гармонического колебания – амплитудное) – это наибольшее мгновенное значение напряжения $u(t)$ за время измерения T (или за период T). Если напряжение за время измерения или период изменяет знак, а кривая напряжения несимметрична, то различают положительные и отрицательные пиковые значения;

– *среднее* значение за время измерения (или за период) – это постоянная составляющая напряжения $u(t)$

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt; \quad (6.1)$$

– *средневыпрямленное* значение (СВЗ) – среднее значение абсолютного значения напряжения

$$U_{св} = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt; \quad (6.2)$$

– *среднеквадратическое* значение (СКЗ) – это положительный корень квадратный из среднего значения квадрата напряжения

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}. \quad (6.3)$$

Совокупность значений переменного напряжения является интегральной характеристикой его формы. В практике измерений для этого используют коэффициенты формы k_ϕ , амплитуды k_a , усреднения k_y (табл. 4.1): $k_\phi = U/U_{св}$, $k_a = U_m/U$, $k_y = k_\phi k_a = U_m/U_{св}$.

Коэффициенты k_a , k_ϕ , k_y позволяют получать значения переменного напряжения, если известно одно из них и форма напряжения.

Таблица 6.1

Коэффициенты k_a , k_ϕ , k_y для напряжений различной формы

Напряжение	k_a	k_ϕ	k_y
Синусоидальное	1,41	1,11	1,56
Однополярное пилообразное	1,73	1,16	2,00
Прямоугольной формы с симметричными полупериодами меандр	1	1	1

6.1.1. Пиковые (амплитудные) детекторы

Пиковый детектор – это измерительный преобразователь, на выходе которого постоянная составляющая непосредственно соответствует пиковому значению напряжения на входе.

Принципиальные электрические схемы пиковых детекторов изображены на рис. 6.1: *а* – последовательный детектор с открытым входом; *б* – параллельный детектор с закрытым входом.

В пиковом детекторе с открытым входом постоянная составляющая выходного сигнала содержит постоянную составляющую входного сигнала, если таковая имеется. В детекторе же с закрытым входом постоянная составляющая выходного сигнала не содержит постоянной составляющей входного сигнала – для нее вход закрыт.

Пиковый детектор должен обязательно содержать элемент, запоминающий пиковое значение напряжения. Таким элементом обычно является конденсатор, заряжаемый до пикового значения через диод.

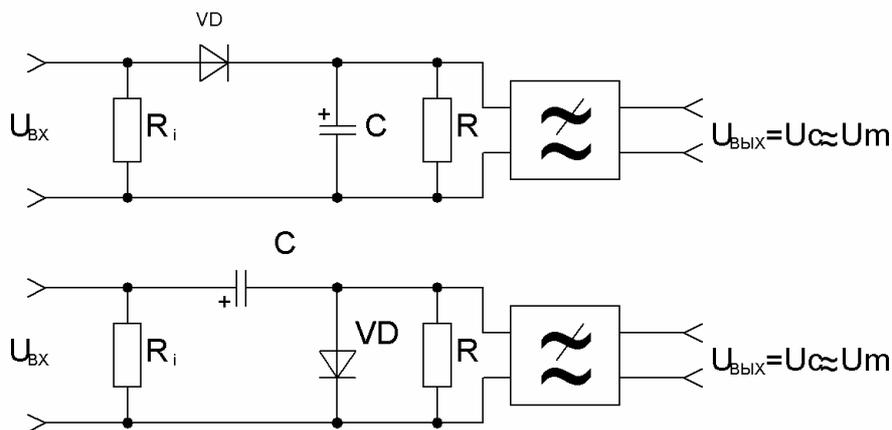


Рис. 6.1. Пиковые детекторы

Остановимся на *пиковом детекторе с открытым входом*. Рассмотрим случай, когда на вход поступает синусоидальное напряжение.

В положительные полупериоды входного напряжения $u_{вх}$ происходит заряд конденсатора C через малое прямое сопротивление диода R_d и внутреннее сопротивление источника R_i . В отрицательные полупериоды конденсатор разряжается через большое сопротивление R (рис. 6.2, *а*). Постоянная времени разряда много больше постоянной времени заряда. Поэтому напряжение на конденсаторе возрастает и через несколько периодов на обкладках устанавливается постоянное напряжение U_C (постоянная составляющая пульсирующего напряжения), почти равное амплитуде входного напряжения U_m . Поскольку U_C все же несколько меньше U_m вследствие разряда конденсатора во время отрицательного полупериода, то в течение времени, когда $u_{вх} > U_C$, через диод будут проходить импульсы тока, пополняющие заряд конденсатора.

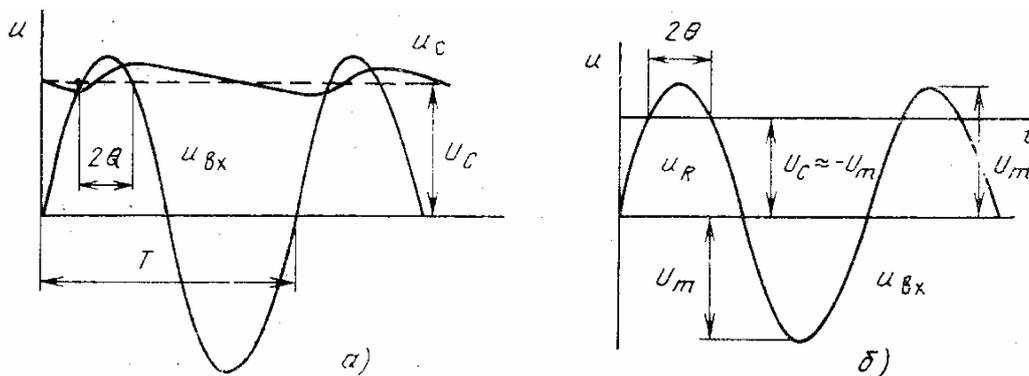


Рис. 6.2. Принципы работы пикового детектора

Если на вход схемы подать напряжение, в котором содержатся как переменная, так и постоянная составляющие, то, очевидно, конденсатор C зарядится до напряжения, определяемого суммой постоянной и амплитуды переменной составляющих, т. е. до пикового значения напряжения. Таким образом, на выходе пикового детектора с открытым входом имеет место постоянное напряжение U_c , учитывающее как переменную, так и постоянную составляющие на входе. Для исключения пульсаций выходного напряжения на выходе включается фильтр нижних частот.

Пиковый детектор с закрытым входом (рис. 6.2, б). В течение нескольких положительных полупериодов $u_{вх}$ конденсатор C заряжается через сопротивление диода R_d и внутреннее сопротивление источника R_i почти до амплитудного значения напряжения. Разряд происходит в отрицательные полупериоды через очень большое сопротивление R и внутреннее сопротивление источника R_i . Постоянная времени разряда много больше постоянной времени заряда. Поэтому напряжение u_c за время отрицательного полупериода изменится очень мало. Заряженный конденсатор можно рассматривать как источник постоянного напряжения $U_c \approx U_m$. На резисторе выделяется пульсирующее напряжение. Среднее значение этого напряжения примерно равно U_m . Измерить его с помощью магнитоэлектрического прибора затруднительно, поскольку на низких частотах заметно колеблется стрелка. В связи с этим напряжение u_R сначала подается на фильтр нижних частот, который пропускает постоянную составляющую $U_c \approx U_m$, а затем измеряется вольтметром постоянного тока.

Входные активные сопротивления у детекторов с открытым и закрытым входом не одинаковы

$$R_{вх\text{ откр}} = R/2, \quad R_{вх\text{ закр}} = R/3. \quad (6.4)$$

6.1.2. Детектор среднеквадратического значения

Детектор среднеквадратического значения (СКЗ) – это измерительный преобразователь переменного напряжения в постоянное, пропорциональное квадрату СКЗ переменного напряжения. Измерение СКЗ напряже-

ния связано с выполнением квадрирования, усреднения и извлечением квадратного корня. Первые две осуществляются детектором. Операция извлечения корня должна осуществляться градуировкой аналогового измерительного прибора, подключаемого к выходу детектора СКЗ. Таким образом, детектор СКЗ должен иметь квадратичную функцию преобразования, а сам нелинейный элемент – квадратичную вольт-амперную характеристику.

В качестве нелинейного элемента детектора, имеющего квадратичную вольт-амперную характеристику (ВАХ), можно, например, использовать начальный участок ВАХ полупроводникового диода. Однако участок этот имеет очень малую протяженность.

Полупроводниковые диоды имеют большой разброс параметров на этом участке характеристики. Поэтому большее распространение получили детекторы на основе диодной цепочки. Такая цепочка позволяет получить квадратичную ВАХ в результате кусочно-линейной аппроксимации параболической кривой. Схема квадратичного преобразователя с диодной цепочкой показана на рис. 6.3.

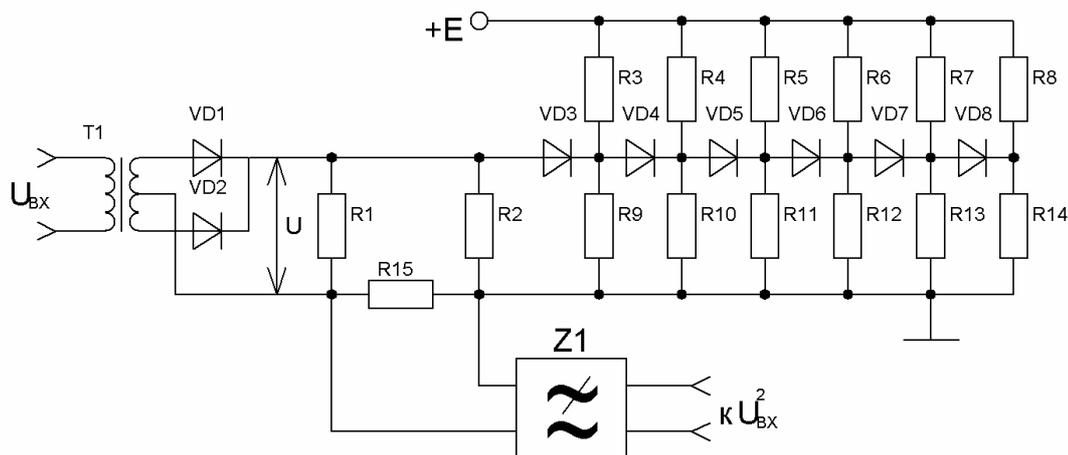


Рис. 6.3. Детектор среднеквадратичного значения

Входное напряжение u_{BX} подводится к широкополосному трансформатору $T1$. С помощью диодов $VD1$ и $VD2$ во вторичной обмотке осуществляется двухполупериодное выпрямление. Выпрямленное напряжение действует на цепь, состоящую из диодной цепочки $VD1...VD8$, $R3...R14$ и резистора нагрузки $R15$. Падение напряжения на нагрузке через фильтр нижних частот $Z1$ подается на выход преобразователя.

Выходное напряжение пропорционально среднему значению тока диодной ячейки. Диодная цепочка имеет близкую к параболической вольт-амперную характеристику. Поэтому среднее значение выходного напряжения оказывается пропорциональным квадрату среднеквадратического значения входного напряжения.

Рассмотрим как обеспечивается квадратичная вольт-амперная характеристика. Делители напряжения $R3...R13$ подключены к общему стабили-

зированному источнику напряжения E . Делители подобраны так, что смещения U_i , подаваемые на диоды, удовлетворяют соотношению $U_1 < U_2 < \dots < U_6$. Пока входное напряжение цепочки U не достигает U_1 (см. график рис. 6.4), все диоды закрыты и начальная часть ВАХ является прямой линией с наклоном, зависящим от сопротивлений резисторов $R1$, $R2$ и $R15$. Когда напряжение U превысит U_1 , откроется диод $VD3$ и параллельно $R2$ подключится делитель $R3$, $R9$. Крутизна ВАХ на участке от U_1 до U_2 возрастает, ток в цепи станет $i_{\Sigma} = i_0 + i_1$ (рис. 6.4). Когда выполнится условие $U > U_2$, в цепи преобразователя будет протекать ток $i_{\Sigma} = i_0 + i_1 + i_2$. Крутизна ВАХ будет увеличиваться с ростом U . Выбирая соответствующим образом сопротивления делителей, можно получить ВАХ в виде ломаной линии, приближающейся к квадратичной параболе. Таким образом, квадратичная характеристика синтезируется из начальных участков характеристик ряда диодных ячеек, что показано на рис. 6.4.

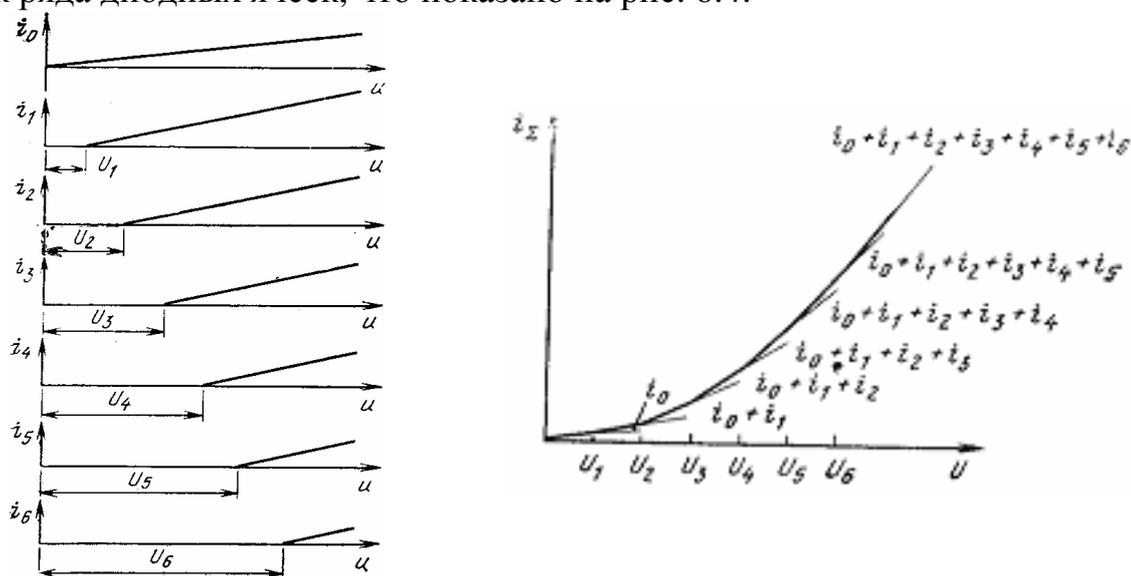


Рис. 6.4. Вольт-амперная характеристика детектора

Коэффициент преобразования детектора по току $K'_d = I/U^2$, где I – среднее значение тока на выходе преобразователя; U – СКЗ входного напряжения.

Погрешность преобразования таких преобразователей определяется нестабильностью ВАХ диодов, непостоянством сопротивлений резисторов. Она составляет 3 – 5 %. Частотный диапазон определяется свойствами трансформатора – индуктивностью (снизу) и паразитными параметрами диодной цепочки (сверху) и составляет интервал от нескольких герц до 1 МГц.

6.1.3. Детектор средневыхрямленного значения

Детектор средневыхрямленного значения – это измерительный преобразователь переменного напряжения в постоянный ток, пропорциональный средневыхрямленному значению входного сигнала (среднему значе-

нию модуля). Вольт-амперная характеристика такого детектора должна иметь линейный участок в пределах диапазона входных напряжений. Примером подобного преобразователя может служить двухполупериодный выпрямитель с фильтром нижних частот. Наиболее распространенными являются мостовые схемы (рис. 6.5). В схеме рис. 6.5, а ток через диагональ моста протекает в одном и том же направлении в течение обоих полупериодов переменного напряжения. В положительный полупериод ток протекает по цепи: верхний входной зажим – диод $VD1$ – диагональ моста – диод $VD4$ – нижний входной зажим; в отрицательный: нижний зажим – диод $VD3$ – диагональ моста – диод $VD2$ – верхний зажим.

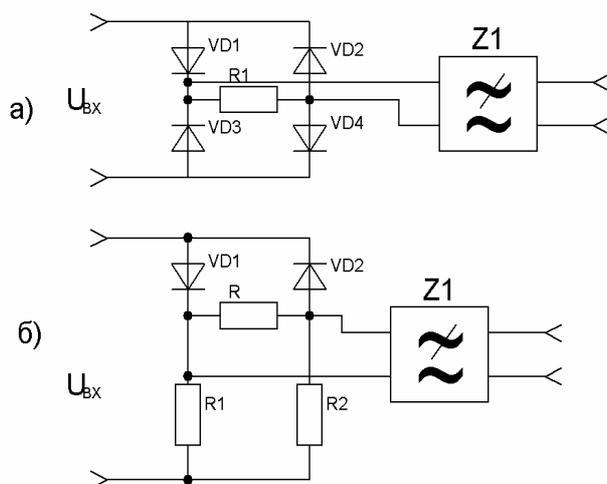


Рис. 6.5. Детектор средневыврямленного значения

Направление тока соответствует проводящему направлению указанных диодов. Характеристики реальных диодов не имеют строго линейного участка, как это требуется условиями преобразования. Ток, протекающий через диод при положительном значении входного напряжения $i \approx u/(R_d(U)+R)$, где $R_d(U)$ – сопротивление открытого диода, зависящее от приложенного напряжения, R – сопротивление нагрузки.

Начальный участок характеристики близок к квадратичному. Поэтому будет иметь место погрешность, которая будет тем меньше, чем ближе к линейной будет характеристика диода.

Для улучшения линейности ВАХ в диагональ моста последовательно с резистором R включают такой резистор $R_{доб}$, сопротивление которого намного больше сопротивления открытого диода $R_d(U)$. В этом случае

$$i = \frac{u}{R_d(U) + R + R_{доб}} \approx \frac{u}{R_{доб}}$$

Зависимость прямого тока от напряжения будет близка к линейной. Уменьшение чувствительности, которое будет при включении $R_{доб}$, можно компенсировать введением дополнительного усиления.

Схема рис. 6.5, б отличается от предыдущей тем, что вместо диодов $VD3$ и $VD4$ включены резисторы $R1$ и $R2$. В положительный полупериод напряжения ток протекает через диод $VD1$ и резистор $R1$. Через резистор $R2$ в этот полупериод ток не протекает, на его зажимах напряжение равно нулю. Поэтому, если в диагональ моста включить магнитоэлектрический вольтметр, он измеряет падение напряжения на $R1$. В отрицательный полупериод вольтметр, очевидно, измеряет падение напряжения на резисторе $R2$, поскольку через него и диод $VD2$ будет протекать ток.

Погрешность преобразования обусловлена, главным образом, нелинейностью ВАХ диода и влиянием прямого сопротивления диода на ток, протекающий через выпрямительный мост.

6.2. Аналого-цифровые преобразователи

Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) – измерительный преобразователь, в котором непрерывная измеряемая величина автоматически преобразуется в дискретную и подвергается цифровому кодированию. В АЦП осуществляются дискретизация, квантование и кодирование измеряемой величины. Разработано и используется на практике множество различных АЦП. Однако методы, используемые для их построения, можно разбить на три основные группы:

1. Времяимпульсный метод, заключающийся в предварительном линейном преобразовании значения измеряемой величины во временной интервал с последующим непосредственным кодированием временного интервала.

2. Частотно-импульсный метод, основанный на преобразовании значения измеряемой величины в пропорциональное значение частоты с последующим преобразованием в код.

3. Метод поразрядного уравнивания (взвешивания), состоящий в поочередном сравнении измеряемой величины с суммой образцовых дискретных величин, изменяющихся по определенному закону.

6.2.1. Времяимпульсный метод преобразования

Преобразовать значение измеряемой величины во временной интервал можно с помощью вспомогательного пилообразного напряжения. На рис. 6.6, а показана постоянная измеряемая величина u_x и вспомогательное линейно нарастающее напряжение $u_n = \beta t$. В момент t_1 значение пилообразного напряжения оказывается равным нулю, что служит командой для формирователя стробирующих импульсов, который начинает вырабатывать импульс прямоугольной формы (рис. 6.6, б). В момент t_2 линейно на-

растающее напряжение достигает значения u_x . В этот момент вырабатывается команда на окончание импульса, и напряжение на выходе генератора $u_{стр}$ уменьшается до нуля. Сигналы команд вырабатываются в сравнивающем устройстве (нуль-органе), которое имеет два входа (u_x и u_n). Когда $u_x = u_n$, на выходе сравнивающего устройства появляется импульс.

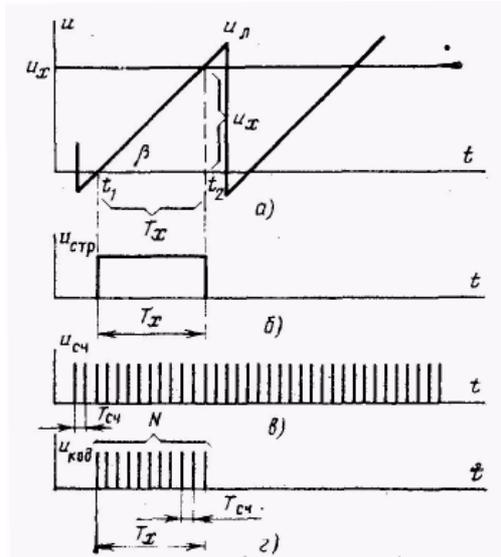


Рис. 6.6. Времяимпульсный метод

Таким образом, измеряемая величина u_x преобразуется во временной интервал T_x , при этом сохраняется линейная зависимость между T_x и u_x . Нетрудно убедиться из рис. 6.6, а, что если изменить значение u_x , например, в сторону уменьшения, становится меньше и длительность сформированного импульса. Следующий этап преобразования заключается в превращении временного интервала в код. Для этого служат счетные импульсы $u_{сч}$ (рис. 6.6, в), следующие с периодом $T_{сч}$.

Этими импульсами заполняется временной интервал T_x . Выполнить эту операцию можно с помощью стробирующего устройства, пропускающего счетные импульсы на свой вход, когда на один из его входов поступает разрешающий сигнал.

В качестве разрешающего (стробирующего) сигнала используется прямоугольный импульс длительностью T_x . На выходе стробирующего устройства получаем группу из N счетных импульсов. Число импульсов $N = T_x / T_{сч}$, т. е. имеется линейная связь между числом импульсов и временным интервалом T_x . Сигнал $u_{код}$ (рис. 6.6, г) является унитарным кодом измеряемой величины.

Действительно, как следует из рис. 6.6, а, $u_x = T_x \operatorname{tg} \beta$. Значение $\operatorname{tg} \beta = u_x / T_x = v$ есть скорость нарастания напряжения, В/с. Следовательно, $u_x = T_x v$. Так как $T_x = N T_{сч}$, имеем

$$u_x = T_{сч} v N. \quad (6.5)$$

Из (6.5) видно, что при постоянных значениях $T_{сч}$ и v число импульсов N пропорционально измеряемой величине u_x и, следовательно, сигнал, показанный на рис. 6.6, г, является ее унитарным кодом. Так как унитарный код имеет рассмотренные выше недостатки, следующим этапом пре-

образований является перекодирование, т. е. превращение унитарного кода в другой код, например, двоично-десятичный. Перекодирование можно осуществить достаточно просто с помощью счетчика импульсов.

Структурная схема АЦП с времяимпульсным преобразованием изображена на рис. 6.7. Генератор счетных импульсов является мерой. Стабильность частоты $F_{сч}$ обеспечивается кварцевым генератором. Счетные импульсы поступают на сравнивающее устройство. Сравнивающее устройство вырабатывает команды в моменты t_1 и t_2 , на основе которых в формирователе стробирующих импульсов вырабатывается сигнал, управляющий стробирующей схемой. С выхода стробирующей схемы импульсы поступают на счетчик. Устройство управления вырабатывает сигналы, управляющие генератором пилообразного напряжения или счетчиком.

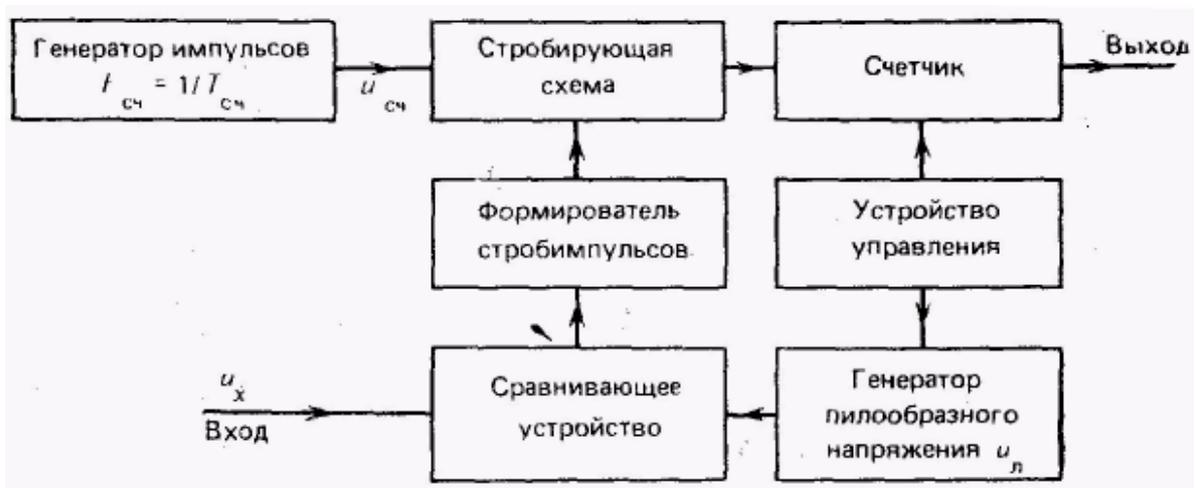


Рис. 6.7. Структурная схема АЦП с времяимпульсным преобразованием

Источниками погрешностей АЦП времяимпульсного типа могут быть:

- нелинейность пилообразного вспомогательного напряжения и нестабильность скорости его нарастания;
- нестабильность частоты генератора счетных импульсов;
- погрешность фиксации моментов t_1 и t_2 с помощью сравнивающих устройств (нуль-органов);
- погрешности квантования (дискретности).

Погрешность дискретности – характерный вид погрешности АЦП и цифровых измерительных приборов. Определим ее значение. Допустим, что на временной интервал T_x приходится 6 счетных импульсов (рис. 6.8, а). Принцип АЦП с времяимпульсным преобразованием основан на измерении интервала T_x . Как видно из рис. 6.8, а, $T_x = 5T_{сч} + \Delta t_1 + \Delta t_2$, однако счетчик фиксирует число не периодов, а импульсов. В рассматриваемом примере счетчик зафиксирует 6 импульсов. Абсолютная погрешность измерения T_x составит

$$\Delta = 6T_{сч} - 5T_{сч} - \Delta t_1 - \Delta t_2 = T_{сч} - (\Delta t_1 + \Delta t_2).$$

Таким образом, результат измерения завышен. Максимальная погрешность составит величину $T_{сч}$, когда $\Delta t_1 + \Delta t_2 = 0$. Случай, когда АЦП дает заниженный результат, поясняется на рис. 6.8, б. Здесь $T_x = 5T_{сч} - \Delta t_1 - \Delta t_2$. Счетчик зафиксировал всего 4 импульса, следовательно,

$$\Delta = 4T_{сч} - 5T_{сч} + \Delta t_1 + \Delta t_2 = -T_{сч} + (\Delta t_1 + \Delta t_2)$$

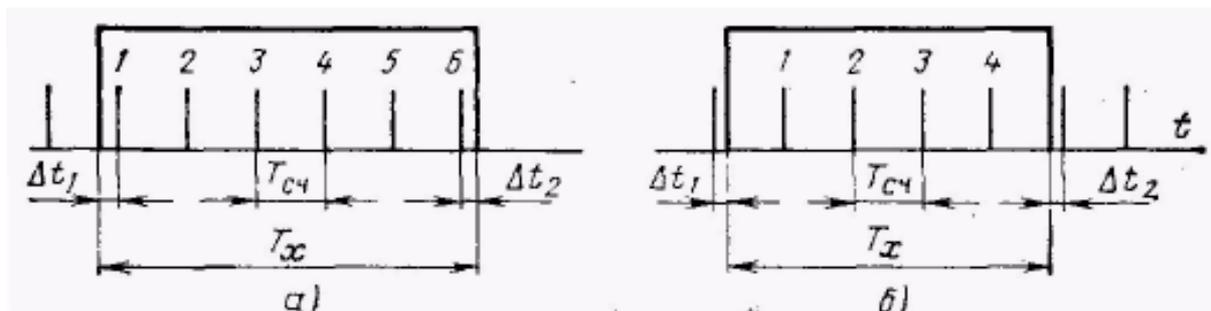


Рис. 6.8. Погрешность дискретности

Максимальная погрешность равна $T_{сч}$. Итак, абсолютная погрешность дискретности, связанная с квантованием интервала T_x , может составить $\Delta = \pm T_{сч} = \pm(1/F_{сч})$, а относительная (в процентах)

$$\delta = (\Delta/T_x) \cdot 100 = \pm(1/T_x F_{сч}) \cdot 100 \% \quad (6.5)$$

Как ясно из рис. 6.8, погрешность определения интервала T_x обусловлена двумя причинами: 1) счетные импульсы не синхронизированы с началом измеряемого интервала, в результате чего возникает погрешность, равная Δt_1 ; 2) период $T_{сч}$ не кратен T_x , поэтому возникает погрешность Δt_2 . Имеется способ устранения указанных погрешностей. Прежде чем перейти к его рассмотрению, определим возможности уменьшения погрешности дискретности без усложнения устройства АЦП. Из (6.5) следует, что уменьшить погрешность дискретности можно увеличением частоты счетных импульсов. Однако если приходится иметь дело с малыми временными интервалами T_x , необходимый период счетных импульсов $T_{сч}$ может превысить возможности счетчика, т. е. из-за недостаточного быстродействия счетчик окажется не в состоянии зафиксировать число поступающих на него импульсов. Поэтому этот способ хорош в тех случаях, когда по условиям решения измерительной задачи период T_x достаточно велик.

Более точное преобразование можно получить в АЦП время-импульсного типа с так называемым «электронным нониусом». Принцип действия АЦП данного типа поясняется рис. 6.9 и 6.10.

Из стробирующего импульса с временным интервалом T_x (рис. 6.9, а) формируются два остроконечных импульса, один из них $u_{старт}$ (рис. 6.9, б) запускает генератор счетных импульсов, работающий на частоте $F_{сч1}$. Таким образом, начало поступления счетных импульсов на счетчик 1 совпадает с началом измеряемого временного интервала.

Генератор продолжает работать и после окончания интервала T_x . Импульс $u_{стоп}$ (рис. 6.9, в) запускает второй генератор, работающий на частоте $F_{сч2}$.

Частоты генераторов выбраны так, чтобы период $T_{сч2}$ был несколько меньше $T_{сч1}$. Импульсы от второго генератора поступают на счетчик 2, а также на схему совпадения. На схему совпадения подаются также импульсы от первого генератора ($F_{сч1}$).

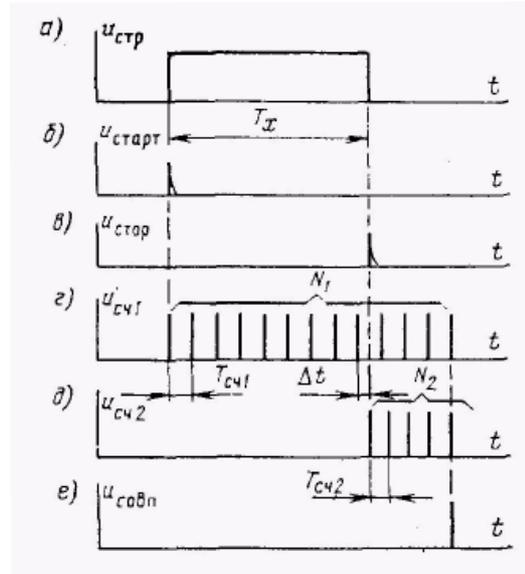


Рис. 6.9. АЦП с электронным нониусом

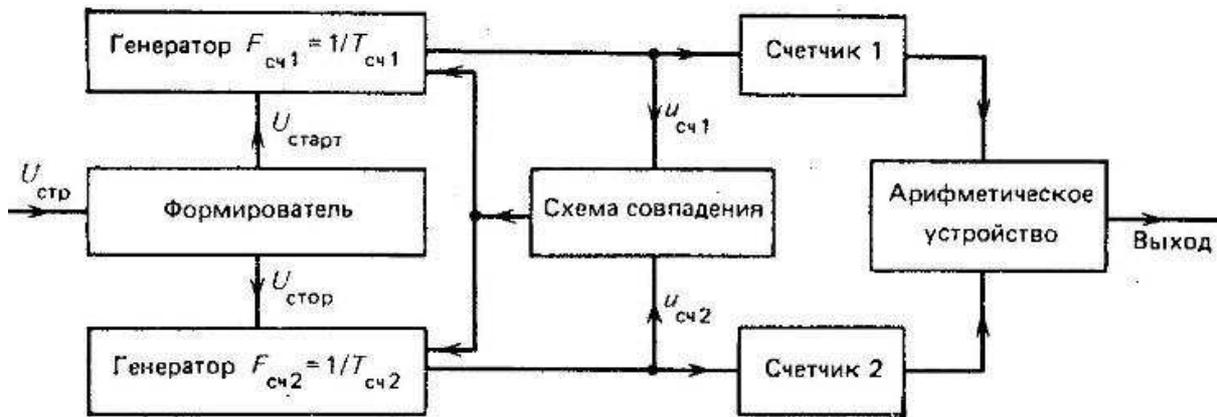


Рис. 6.10. Структурная схема АЦП с электронным нониусом

Моменты появления импульсов от обоих генераторов не совпадают, однако, поскольку $F_{сч2} < F_{сч1}$, импульсы постепенно сближаются. На рис. 6.9, д пятый импульс, поступивший от генератора $F_{сч2}$, совпал во времени с импульсом от генератора $F_{сч1}$. Схема совпадения в этот момент выдает команду на оба генератора, и генерация импульсов прекращается. Из рис. 6.9, з, д, е, следует, что

$$T_q = (N_1 - 1)T_{сч1} - (N_2 - 1)T_{сч2} = T_{сч1}(N_1 - N_2) + (T_{сч1} - T_{сч2})(N_2 - 1) \quad (6.7)$$

Первая часть слагаемого $T_{сч1}(N_1 - N_2)$ представляет собой целую часть измеренного интервала, вторая – неучтенную часть Δt (рис. 6.9, з). Арифметическое устройство объединяет показания счетчика по алгоритму, определяемому соотношением (6.7).

Рассмотренный времяимпульсный метод преобразования «аналог – код» часто называют методом развертывающего преобразования.

6.2.2. Частотно-импульсный метод преобразования

В аналого-цифровых преобразователях, основанных на данном методе, измеряемая величина предварительно преобразуется в пропорциональную ей частоту $F_x = ku_x$ которая в свою очередь преобразуется в унитарный код. Для преобразования частоты в код подсчитывается число периодов колебаний, приходящихся на некоторый калиброванный временной интервал $T_{кал}$. Структурная схема АЦП частотно-импульсного типа изображена на рис. 6.11. Измеряемая аналоговая величина u_x поступает на генератор, управляемый по частоте. Данный элемент может быть выполнен по различным схемам. Простейший вариант – мультивибратор, частота следования импульсов которого может изменяться при подаче постоянного напряжения на базу одного из транзисторов. На практике применяются более сложные схемы, обеспечивающие широкий диапазон изменения частоты, большую линейность, крутизну преобразования и т. п. После формирования остроконечные импульсы поступают на вход 1 стробирующего устройства, которое пропускает импульсы на вход счетчика при наличии управляющего импульса на входе 2. Управляющий калиброванный по длительности импульс ($T_{кал}$) формируется в генераторе калиброванного интервала. Устройство управления выдает команду на выработку временного интервала. Осциллограммы напряжений, действующих в схеме, показаны на рис. 6.12, а – в.



Рис. 6.11. АЦП с частотно-импульсным методом преобразования

Число импульсов, зарегистрированных счетчиком, определяется соотношением $N = F_x T_{кал} = kT_{кал} u_x$, где $kT_{кал}$ – постоянная величина, и, следовательно, результат счета пропорционален измеряемой величине u_x .

Составляющие погрешности АЦП с частотно-импульсным преобразованием: погрешности преобразования напряжение – частота и частота – код. Погрешность АЦП может быть сведена до 10^{-4} . От рассмотренного метода развертывающего преобразования частотно-импульсный метод отличается большей помехоустойчивостью. Обычно сигнал поступает на АЦП вместе с помехой, например, фоном сети питания.

Как видно из рис. 6.6, в АЦП с времяимпульсным преобразованием число зафиксированных счетчиком импульсов определяется значением u_x в момент t_2 . Под влиянием фоновой помехи, наложенной на измеряемый сигнал u_x , возникает погрешность измерения. Если пилообразное напряжение u_n не синхронизировано с сетью, каждый новый цикл измерения будет давать новый результат при неизменной величине u_x . Для подавления фоновой помехи в приборах с АЦП времяимпульсного типа используют громоздкие фильтры. В АЦП с частотно-импульсным преобразованием влияние помехи оказывается в значительной степени ослабленным. Действительно, при наличии фона частота на выходе управляемого генератора будет изменяться. Но если калиброванный интервал $T_{\text{кал}}$ выбран равным периоду колебания напряжения сети, то изменения частоты следования импульсов под действием помехи в среднем за период равны нулю и число импульсов N , зарегистрированных счетчиком, пропорционально измеряемому параметру.

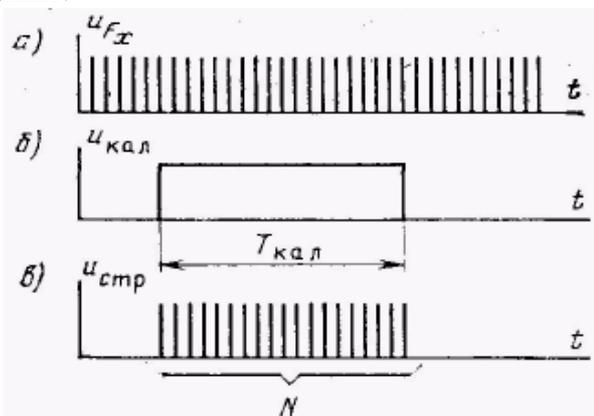


Рис. 6.12. Формирование калиброванного интервала

6.2.3. Аналого-цифровые преобразователи поразрядного уравнивания

Метод поразрядного уравнивания, называемый также методом поразрядного кодирования, заключается в поочередном сравнении измеряемой величины u_x с суммой образцовых дискретных величин, изменяющихся по определенному закону. Набор образцовых дискретных величин выполняется согласно выбранной системе счисления. Для двоичной системы весовые коэффициенты разрядов при $p = 2$ соответствуют ряду 1, 2, 4, 8, 16, 32 и т. д. Положим, что младшему разряду соответствует образцовое напряжение $\Delta u_{\text{кв}} = 1$ мВ. Это значение равно минимальному шагу квантования. Тогда образцовые напряжения остальных разрядов будут: 2, 4, 8, 16, 32 мВ и т. д. Максимальная величина суммы набора дискретных образцовых напряжений определяется соотношением

$$u_{\text{opt.max}} = \Delta u_{\text{кв}} \sum_{i=0}^{n-1} 2^i \quad (6.8)$$

Например, при $n = 6$ и $\Delta u_{кв} = 1$ мВ имеем $u_{opt.max} = 1 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 63$ мВ. В процессе уравнивания измеряемая величина последовательно сравнивается с образцовыми напряжениями, начиная с наибольшего.

В качестве примера рассмотрим процесс уравнивания напряжения $u_x = 41,4$ мВ. Первый шаг: сравнение u_x с образцовым напряжением 32 мВ. Очевидно, что $u_x > 32$ мВ, и данный разряд $i = 6$ войдет в набор уравнивающих образцовых напряжений (разрядный коэффициент 1). Второй шаг: к образцовому напряжению 32 мВ добавляем образцовое напряжение следующего разряда 16 мВ, получаем 48 мВ. Так как $u_x < 48$ мВ, данное образцовое напряжение отключаем и фиксируем величину данного разрядного коэффициента (нуль). Подключаем следующее образцовое напряжение 8 мВ. Суммарное напряжение $32 + 8 = 40$ мВ, оно меньше измеряемой величины, и, следовательно, в данном разряде фиксируем 1. Следующее образцовое напряжение 4 мВ. Сумма $40 + 4 = 44$ мВ больше u_x , образцовое напряжение отключаем и фиксируем нуль. Следующее образцовое напряжение 2 мВ дает в сумме значение $40 + 2 = 42$ мВ, превышающее u_x . Значит, и данный разрядный коэффициент равен нулю. И наконец, добавив к 40 мВ последнее образцовое напряжение 1 мВ, получим сумму 41 мВ. На последнем этапе проводим анализ состояния блока образцовых напряжений. Оно определяет в двоичной системе счисления величину установившегося уравнивающего напряжения. Подключенные образцовые напряжения из полного набора дают единицы, отключенные – нули. Если образцовые напряжения подключаются с помощью реле, то о наличии единицы можно судить по замкнутым контактам реле, а о нуле – по разомкнутым. Значения подключенных и отключенных образцовых напряжений определяют положение единиц и нулей в двоичном числе. В рассмотренном случае результат измерения в двоичном коде – 101001, а в десятичном 41 мВ. Поскольку $u_x = 41,4$ мВ, оно измерено с погрешностью, которая связана с квантованием измеряемой величины. Максимальное значение погрешности дискретности равно единице младшего разряда и в данном примере составляет 1 мВ. Процесс установления набора образцовых напряжений осуществляется последовательно по тактам. В табл. 6.2 показан процесс подбора образцового напряжения за 6 тактов.

Графически процесс установления образцового напряжения во времени показан на рис. 6.13. Как видно из рисунка, процесс измерения при следящем уравнивании может быть совмещен с процессом передачи кодовой комбинации. Для этого достаточно дополнительного времени запаздывания на считывание одного элемента кодовой комбинации, равного одному такту.

Таблица 6.2

Процесс подбора образцового напряжения

Номер такта	$U_{обр}$, мВ	$U_{обр} - U_x$	Разрядный коэффициент a
1	32	-9,4	1
2	32	-9,4	0
3	40	-1,4	1
4	40	-1,4	0
5	40	-1,4	0
6	41	-0,4	1

Действительно, образцовые напряжения устанавливаются поочередно, начиная со старшего разряда. После получения результата сравнения 0 или 1 данного разряда могут быть переданы в ЗУ до окончания всего цикла уравнивания. Следовательно, АЦП, построенный на таком принципе, будет иметь наибольшее быстродействие.

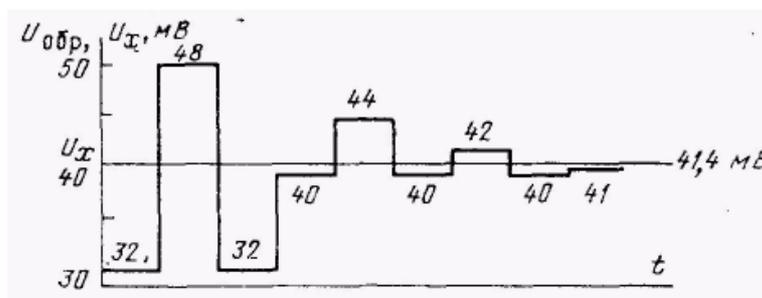


Рис. 6.13. Процесс установления образцового напряжения

Напомним, что в АЦП с времяимпульсным преобразованием результат измерения становится известным во всех разрядах одновременно к концу счета импульсов, так как измерение осуществляется в унитарном коде, который затем переводится в двоично-десятичный. Равномерная шкала квантования, применяемая в АЦП с времяимпульсным преобразованием, требует большего числа отсчетов (квантов), чем неравномерная шкала в АЦП со следящим уравниванием. При равномерной шкале квантования с шагом 1 мВ в рассмотренном примере измерения $u_x = 41,4$ мВ потребовалось бы 42 такта в одном цикле измерения. Поэтому АЦП поразрядного уравнивания с неравномерной шкалой квантования обеспечивают наибольшее быстродействие.

Промышленность выпускает АЦП поразрядного уравнивания, работающие на интегральных микросхемах (ИС) с частотой тактов выше 1 МГц. Структурная схема АЦП поразрядного уравнивания приведена на рис. 6.14. Измеряемый сигнал поступает на вход 1 сравнивающего устройства. На его вход 2 подается напряжение от блока образцовых напряжений. Устройство управления по определенной программе переключает образцовые напряжения до получения равновесия. Моменты переключения образцовых напряжений задаются генератором тактовых импульсов.

В качестве блока образцовых напряжений служит цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) – устройство, предназначенное для преобразования цифрового измерительного сигнала в аналоговый. В ЦАП преобразование осуществляется суммированием эталонных напряжений (или токов), пропорциональных весовым коэффициентам разрядов входного кода. При двоичном коде напряжение на выходе ЦАП определяется суммой $u = u_0 \sum_{i=0}^{n-1} a_i 2^i$, где u_0 – исходное образцовое напряжение; a_i – разрядные коэффициенты, равные 0 или 1.



Рис. 6.14. Структурная схема АЦП поразрядного уравнивания

Поскольку следящее уравнивание осуществляется по такому же алгоритму, ЦАП может исполнять роль блока образцовых напряжений. С устройства управления через соединительные линии на ЦАП поступают управляющие двоичные сигналы. Число соединительных линий определяется выбранным числом разрядов. Устройство управления поочередно, начиная со старшего разряда, подает сигнал 1 в соответствующую соединительную линию. Если образцовое напряжение $u_{обр}$, выработанное ЦАП, меньше u_x , состояние 1 на данной линии сохраняется, если $u_{обр} > u_x$, сравнивающее устройство формирует импульс, и устройство управления «единичный» сигнал снимает, заменяя его нулем. По окончании цикла с соединительных линий двоичное число поступает в дешифратор. Преобразованный сигнал поступает на цифровое отсчетное устройство.

6.3. Цифроаналоговые преобразователи

Цифроаналоговые преобразователи вырабатывают напряжение или ток, функционально связанные с управляющим кодом. Причем функциональная связь в большинстве случаев линейна. Применяются цифроаналоговые преобразователи в качестве узлов обратной связи аналого-цифровых преобразователей и для формирования выходных аналоговых сигналов цифровых измерительных и вычислительных устройств.

Для преобразования двоичного кода в аналоговый сигнал обычно формируют токи, пропорциональные весам разрядов кода, и затем суммируют те из токов, которые соответствуют ненулевым (единичным) разрядам входного кода.

6.3.1. ЦАП с биполярными транзисторными ключами

На рис. 6.15 показана упрощенная схема двенадцатиразрядного интегрального ЦАП типа К594ПА1. Встроенный операционный усилитель $A1$ здесь используется в цепи формирования двоично взвешенных токов, пропорциональных опорному напряжению U_r . Коллекторные токи транзисторов $T2, T3, \dots$ пропорциональны проводимостям резисторов, включенных в их эмиттеры. В транзисторах, соответствующих старшим разрядам преобразователя, эти проводимости соотносятся по двоичному закону. В младших разрядах нужное соотношение токов поддерживается за счет использования в эмиттерных цепях транзисторов резисторной сетки вида $R - 2R$. Схему такой сетки мы рассмотрим ниже. Переключатели $S1 - S13$ управляются входным кодом N ЦАП (выводы 7 - 18) и пропускают на выход (вывод 3) токи, соответствующие ненулевым разрядам этого кода. На вывод 18 подается сигнал старшего разряда (CP) кода, а на вывод 7 - сигнал младшего разряда (MP) кода. Переключатели (см. рис. 6.15) для упрощения схемы показаны условно, в микросхеме они выполнены на биполярных транзисторах. Выходной ток I_f АЦП преобразуется в напряжение $U_{вых}$ с помощью операционного усилителя $A2$. Резистор обратной связи этого усилителя ($R5$) входит в состав микросхемы. Все резисторы микросхемы изготавливаются одновременно по одной и той же технологии, и поэтому их относительные погрешности оказываются практически одинаковыми, а поскольку выходное напряжение ЦАП в конечном счете зависит от отношения сопротивлений, то погрешности ЦАП будут меньше, чем погрешности входящих в него сопротивлений.

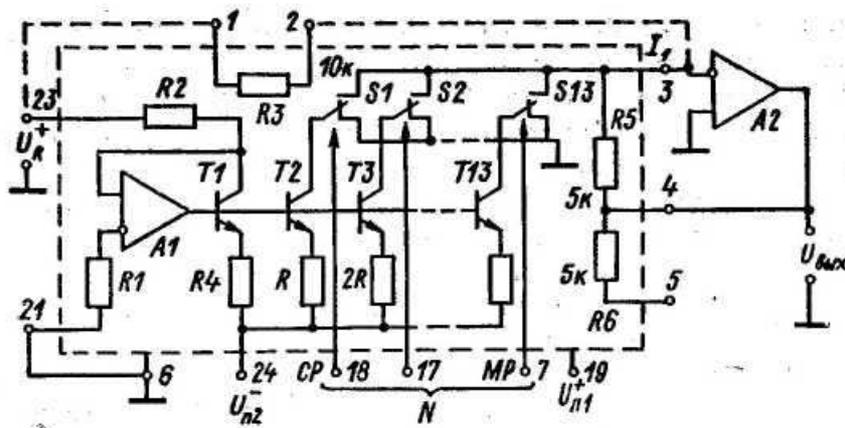


Рис. 6.15. Упрощенная схема цифроаналогового преобразователя К594ПА1

При $U_R = 10$ В номинальный выходной ток преобразователя К594ПА1 равен 2 мА. Сопротивление резистора $R5$ составляет примерно 5 кОм, поэтому при изменении управляющего кода от нуля до максимального значения выходное напряжение изменяется от нуля до значения, примерно равного 10 В. Если требуется получить знакопеременное выходное напряжение, изменяющееся в диапазоне ± 10 В, то в цепь обратной связи ОУ $A2$ включаются последовательно резисторы $R5$, $R6$ и, кроме того, инвертирующий вход ОУ соединяется через резистор $R3$ с источником опорного напряжения U_R . Соответствующие соединения показаны на рис. 6.15 штриховыми линиями. В этом случае при нуле управляющего кода мы будем иметь $U_{\text{вых}} = -10$ В, а при максимальном коде $U_{\text{вых}} = 10$ В.

Упрощенная схема еще одного двенадцатиразрядного ЦАП (типа К1108ПА1) показана на рис. 6.16. В этом ЦАП токи, соответствующие разрядам входного кода, равны между собой. Но эти токи через переключатели $S1 - S12$ (показаны на рисунке упрощенно) подаются в узлы резисторной сетки $R - 2R$. Коллекторный ток транзистора $T13$ подается непосредственно на выход ЦАП через переключатель $S12$, управляемый старшим разрядом кода. Ток следующего, более младшего разряда с коллектора транзистора $T12$ поступает на узел резисторной сетки, имеющий сопротивление относительно общего провода, равное $R/2$. Учитывая, что этот узел соединен с выходом ЦАП резистором R , приходим к выводу, что этот разряд поставляет на выход ток, в два раза меньший, чем старший разряд.

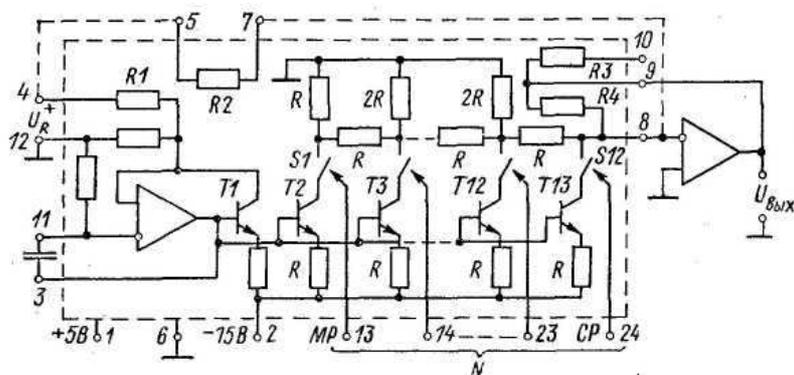


Рис. 6.16. Упрощенная схема ЦАП К1108ПА1

Если рассмотреть вклад других разрядов ЦАП в выходной ток, то можно убедиться, что хотя сопротивления узлов сетки не равны между собой, тем не менее обеспечиваются одинаковые (равные двум) коэффициенты деления тока при переходе от узла к узлу. В данном ЦАП имеется возможность получать двухполярный входной сигнал путем исходного смещения выходного напряжения от источника U_n через встроенный резистор $R2$ (см. рис. 6.16). Номинальный выходной ток ЦАП К1108ПА1 равен 5 мА, номинальное выходное напряжение примерно равно U_R . Частотная коррекция встроенного ОУ в этом ЦАП производится с помощью внешне-

го конденсатора емкостью 10 – 100 пФ, включаемого между выходом (вывод 3) и инвертирующим входом (вывод 11) ОУ.

Для регулировки в небольших пределах чувствительности ЦАП можно включать переменный резистор последовательно с резистором $R1$ (см. рис. 6.16). Однако увеличивать сопротивление этого резистора сверх 50 – 100 Ом нецелесообразно, так как иначе может заметно возрасти температурная погрешность ЦАП из-за различия температурных коэффициентов внешнего и внутренних резисторов. Для регулировки нуля ЦАП можно включать переменный резистор последовательно с резистором $R2$ или использовать цепь регулировки нуля внешнего выходного операционного усилителя.

6.3.2. Умножающие ЦАП

Использование МОП-транзисторов для реализации входящих в ЦАП переключателей позволяет изменять опорное напряжение как по размеру, так и по знаку. В результате ЦАП приобретает свойства перемножителя входного (опорного) напряжения и входного (управляющего) кода. Это существенно расширяет область применения ЦАП. Подобными умножающими ЦАП являются микросхемы типов К572ПА1 и К572ПА2.

Схема первого из них, десятиразрядного ЦАП К572ПА1, приведена на рис. 6.17. Здесь также используется резисторная сетка $R - 2R$. Но в данном случае она питается непосредственно от источника опорного напряжения U_R и вырабатывает двоично взвешенные токи, поступающие на МОП-переключатели $S1 - S10$. С выходов ЦАП получаем два тока I_1 и I_2 . Ток I_1 изменяется пропорционально управляющему коду N .

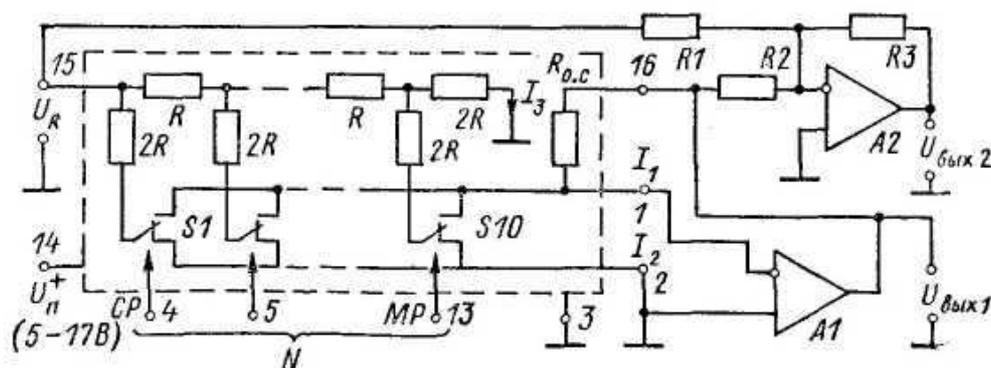


Рис. 6.17. Схема умножающего ЦАП К572ПА1

Ток I_2 – дополняющий, определяется соотношением $I_2 = I_0 - I_1$, где I_0 – максимальное значение тока I_1 . У разных экземпляров ЦАП I_0 может лежать в диапазоне от 0,5 до 2 мА (номинальное значение 1 мА).

Выходное напряжение ЦАП $U_{вых1}$ снимается с выхода дополнительного усилителя $A1$ и определяется равенством $U_{вых1} \approx -U_R N / N_{max}$. Поскольку U_R

может принимать как положительные, так и отрицательные значения, то таким образом осуществляется двухкватратное умножение U_R на N . Для четырехкватратного умножения цифроаналоговый преобразователь дополняется еще одним операционным усилителем ($A2$) и резисторами $R1 - R3$ ($R1 = R3 = 2R2$). Очевидно, что напряжение на выходе $A2$ можно найти следующим образом: $U_{\text{вых}2} = -U_{\text{вых}1}R_3/R_2 - U_R R_3/R_1 = 2U_R(N - N_{\text{max}}/2)/N_{\text{max}}$. Если один из сомножителей – это напряжение U_R ($U_x = U_R$), а второй сомножитель (U_y) представлен смещенным двоичным кодом N ($N - aU_y N_{\text{max}} + N_{\text{max}}/2$, где a – постоянный коэффициент), то $U_{\text{вых}2}$ – результат четырехкватратного перемножения этих сомножителей ($U_{\text{вых}2} = 2aU_x U_y$).

Умножающий ЦАП удобно использовать для построения усилителя с управляемым коэффициентом усиления. Действительно, если в устройстве по схеме рис. 6.17 U_R – это входное, а $U_{\text{вых}1}$ – выходное напряжение усилителя, то коэффициент усиления такого инвертирующего усилителя ($-N/N_{\text{max}}$) изменяется прямо пропорционально управляющему коду N .

На основе умножающего ЦАП К572ПА1 может быть построен также и неинвертирующий усилитель с управляемым коэффициентом усиления. Соответствующая схема показана на рис. 6.18, а. На этом рисунке ЦАП показан условно, в виде управляемых кодом двух сопротивлений и одного постоянного сопротивления R_0 .

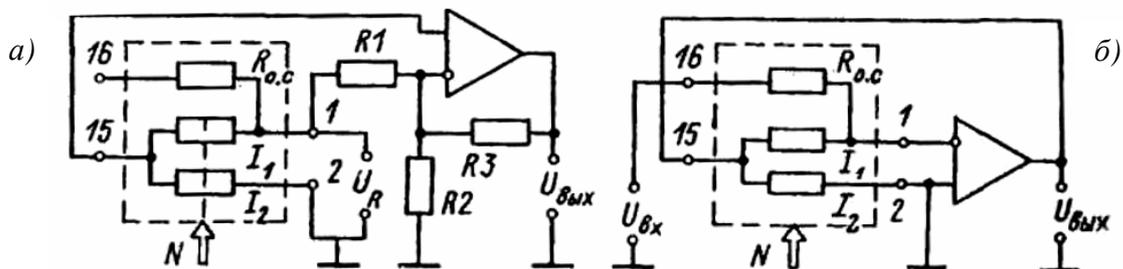


Рис. 6.18. Схемы включения ЦАП К572ПА1

В данном случае использовано обратное включение ЦАП: опорное напряжение U_R присоединено к выводу 1, соответствующему входному току I_1 , а выходное напряжение снимается с вывода 15, на который обычно подается опорное напряжение. Такое включение сетки $R - R2$ обеспечивает напряжение на выходе (вывод 15), пропорциональное управляющему коду. Причем в отличие от исходной схемы включения (см. рис. 6.17) здесь указанная пропорциональная зависимость сохраняется при любом постоянном сопротивлении нагрузки. Это и дает возможность подавать выходное напряжение резисторной сетки на неинвертирующий вход операционного усилителя. Удобным в таком включении является также то, что выходное напряжение сетки определяется отношением ее сопротивлений и не

зависит от абсолютных значений сопротивлений. Благодаря этому корректируются погрешности, вызываемые, например, одинаковым температурным изменением этих сопротивлений. Однако при обратном включении ЦАП следует учитывать тот факт, что используемые в нем МОП-ключи – это токовые ключи, они не рассчитаны на переключение больших напряжений. В частности, в рассматриваемом устройстве (рис. 6.18, а) рекомендуется устанавливать $-1 \leq U_R \leq 1$ В.

Если требуется получать знакопеременное выходное напряжение при использовании постоянного опорного напряжения U_R и смещенного управляющего кода, то устройство дополняется резистором R_1 (рис. 6.18, а). В результате получаем

$$U_{\text{вых}} = U_R \frac{N}{N_{\text{max}}} \left(\frac{R_3}{R_1} + \frac{R_3}{R_2} + 1 \right) - U_R \frac{R_3}{R_1} \quad (6.9)$$

В частности, если принять $R_1 = R$, $R_2 = 1,25R$, $R_3 = 5R$, то $U_{\text{вых}} = 10U_R (N - N_{\text{max}}/2) / N_{\text{max}}$.

Умножающий ЦАП может быть применен также для выполнения операции деления. Для этого он включается в цепь обратной связи операционного усилителя (рис. 6.18, б). В данном случае. $U_{\text{вых}} = -U_{\text{вч}} N_{\text{max}} N$

Таким образом, малым числовым эквивалентам управляющего кода соответствует большое выходное напряжение и наоборот. При этом нужно учитывать, что ЦАП проектируется так, чтобы обеспечить примерно постоянную приведенную погрешность при использовании его в основном режиме. Вследствие этого относительная погрешность ЦАП возрастает при малых значениях кода N . Поэтому и погрешности делительного устройства по схеме рис. 6.18, б будут увеличиваться при уменьшении кода N .

Цифроаналоговый преобразователь типа К572ПА1 может управляться кодом, получаемым с выходов дискретных интегральных схем типов КМОП и ТТЛ. В последнем случае выходные уровни, соответствующие единичным сигналам, должны быть повышены путем соединения выходов ТТЛ-инверторов с источником питания 5 В через резисторы сопротивлением 2 – 10 кОм. Непосредственное согласование входных управляющих уровней ЦАП с параметрами сигналов ТТЛ-схем достигается при уменьшении напряжения питания ЦАП до 5 В. Однако при этом возрастают погрешности ЦАП.

В другом умножающем ЦАП (типа К572ПА2) предусмотрено два источника питания: $U_{n1}^+ = 5$ В и $U_{n2}^+ = 15$ В. Благодаря этому по сигналам он непосредственно согласуется с цифровыми ТТЛ-устройствами. На рис. 6.19, а показана схема включения этого ЦАП. Преобразователь К572ПА2 управляется двенадцатиразрядным кодом и имеет два встроенных регистра, в которых этот код может запоминаться. Регистры включены последовательно. По сигналу $E_1 = 1$ входной код N записывается в первый регистр, а по сигналу $E_2 = 1$ код из первого регистра переписывается во второй. Код второго регистра и преобразуется в выходной ток I_1 , и в дополняющий ток I_2 .

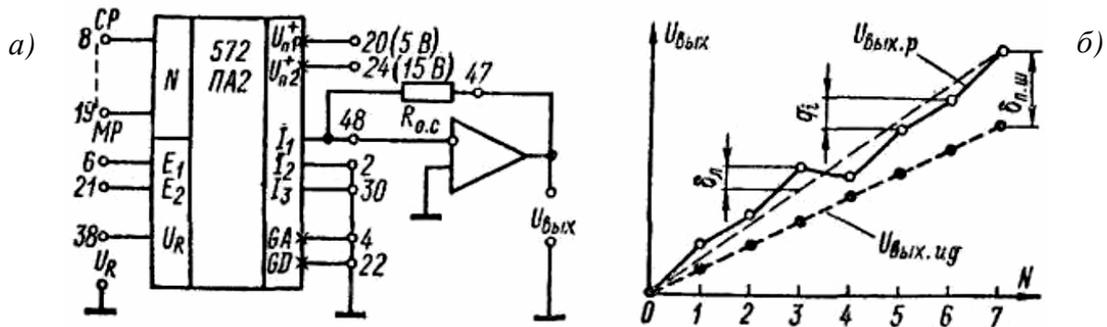


Рис. 6.19. Схема включения ЦАП К572ПА2 (а) и графики, поясняющие характер погрешности ЦАП (б)

Таким образом, если на вход E_1 или E_2 подан нулевой сигнал, то изменение управляющего кода N не приведет к немедленному изменению выходного тока ЦАП.

ЦАП типа К572ПА2 построен, как и ЦАП К572ПА1, на основе резисторной сетки $R - 2R$. Однако последний резистор сетки в рассматриваемом ЦАП не соединен внутри микросхемы с общим проводом, а присоединен к выводу 30 микросхемы. Этот вывод обозначен на рис. 6.19, а символом I_3 (ток I_3 указан на рис. 6.17). В данном преобразователе имеются два земляных вывода: аналоговый (GA) и цифровой (GD). Кроме того, в состав микросхемы входит резистор обратной связи R_0 , который на рис. 6.19, а условно показан вне контура ЦАП. Для получения выходного напряжения требуется дополнять преобразователь внешним операционным усилителем, в цепь обратной связи которого и включается данный резистор (рис. 6.19, а).

Параметры ЦАП, характеризующие их качество, – это число разрядов n управляющего кода, номинальный выходной ток $I_{\text{вых}}$, время установления выходного сигнала после изменения управляющего кода $t_{\text{уст}}$, погрешность полной шкалы $\delta_{\text{л.д}}$, погрешность линейности $\delta_{\text{л}}$, дифференциальная нелинейность $\delta_{\text{л.д}}$. На рис. 6.19, б представлены кривые, поясняющие характер погрешностей ЦАП. Кривая $U_{\text{вых.ид}}$ соединяет точки, соответствующие идеальной зависимости выходного напряжения от управляющего кода. Кусочно-линейная кривая $U_{\text{вых.р}}$ аналогичным образом представляет реальную зависимость $U_{\text{вых}}$ от N . Разность $U_{\text{вых.р}} - U_{\text{вых.ид}}$ для максимального кода N – это и есть погрешность полной шкалы $\delta_{\text{н.ш}}$. Наибольшее отклонение кривой $U_{\text{вых.р}}$ от прямой, соединяющей крайние точки этой кривой, характеризует погрешность линейности $\delta_{\text{л}}$. Наконец дифференциальная нелинейность определяется как наибольшая по модулю разность единичного приращения (кванта) выходного напряжения q_i и среднего значения этого приращения $\delta_{\text{л}} q_{\text{ср}}$.

Погрешности ЦАП могут быть выражены в процентах или других относительных единицах, а также в долях кванта δ_n . Если дифференциальная нелинейность ЦАП больше одного кванта, то зависимость $U_{\text{вых}}$ от N может быть немонотонной (рис. 6.19, б).

Основные параметры рассмотренных ЦАП приведены в табл. 6.3.

Таблица 6.3

Параметры ЦАП

Типы микросхем	n	$I_{\text{вых}}$, мА	$t_{\text{уст}}$, мкс	U_R , В	U_n , В	Зарубежный аналог
К572ПА1А	10	1	5	- 17...17	+5...17(2)	AD7520
К572ПА2А	12	0,8	15	- 15...15	+5(2); +15(2)	AD7545
К594ПА1	12	2	3,5	9...11	+5... 15(25) - 15(35)	-
К1108ПА1А	12	2	0,4	2,2 ...10,5	+5(15) - 15(46)	Н1562

Дифференциальная нелинейность $\delta_{\text{л.о}}$ для всех этих ЦАП не превышает одного кванта. Микросхемы К572ПА1 и К572ПА2 с буквами Б, В имеют $\delta_{\text{л.о}}$, достигающую 2 и 4 квантов, а К572ПА1Г – 8 квантов. ЦАП типа К1108ПА1Б отличается от К1108ПА1А временем установления (0,7 мкс).

Погрешность полной шкалы $\delta_{\text{н.л.}}$, иначе говоря, погрешность неточной установки коэффициента преобразования ЦАП может достигать достаточно большого значения. В частности, для ЦАП типов К572ПА1, К572ПА2, К1108ПА1 эта погрешность может составлять ± 30 , ± 20 и ± 30 квантов соответственно.

Как видно из табл. 6.3, ЦАП серии К572 отличаются малым током потребления (не более 2 мА). Но здесь нужно иметь в виду следующее обстоятельство. Ток потребления этих микросхем может многократно возрасти, когда на цифровые входы подается напряжение большее, чем уровень «ноль», но меньшее, чем уровень «единица» (примерно 0,8 – 1,9 В). Поэтому нужно принимать меры, чтобы исключить подачу такого напряжения на входы, соответствующие управляющему коду. В частности, желательно иметь крутые фронты входных кодовых сигналов.

Кроме указанных в табл. 6.3, отечественная промышленность выпускает и другие интегральные ЦАП. Упомянем, в частности, быстродействующие ЦАП К1108ПА1А ($n = 8$, $t_{\text{уст}} = 0,02$ мкс) и К1108ПА2А ($n = 10$, $t_{\text{уст}} = 0,08$ мкс), а также гибридный шестнадцатиразрядный ЦАП ($t_{\text{уст}} = 5$ мкс), включающий в себя управляющий кристалл типа Б572ПП1-4 и сетку плечных резисторов.

6.4. Цифровые отсчетные устройства (ЦОУ)

В ЦОУ результат измерения представлен непосредственно в цифровой форме. В обычной десятичной системе счисления независимо от типа ЦОУ должны содержать регистр для запоминания результата измерения, преобразователь код – код для получения кода, пригодного для управления цифровым индикатором (дешифраторы) и цифровые индикаторы. ЦОУ делятся на статические и динамические.

В статическом ЦОУ информация на индикатор поступает параллельно, т. е. для каждого десятичного разряда индикатора требуется свой преобразователь кода и свое согласующее устройство (такой индикатор целесообразно применять для малоразрядных ЦИП).

В динамическом ЦОУ для сокращения числа элементов пространственное разделение каналов заменяется временным. В качестве цифровых индикаторов используются:

- газоразрядные индикаторы (они основаны на использовании свечения стеклянного разряда. Он представляет собой стеклянный баллон, внутри него 10 стеклянных трубочек, изогнутых в виде цифр и наполненных газом. При подаче напряжения с выхода дешифратора на электрод, связанный с трубкой, в газе возникает тлеющий разряд и цифра светится);
- вакуумные катодолюминесцентные индикаторы (двух- или трех-элементные приборы, содержащие прямонакальный катод, управляемые сетки и аноды-сегменты, покрытые низковольтным люминофором);
- электролюминесцентные индикаторы (в них на стеклянную пластинку наносят проводящий прозрачный слой, который служит одним общим электродом. Он покрывается фосфором с помощью трафарета);
- полупроводниковые индикаторы (используют свечение р-п перехода при инжекции носителей, цифры формируются из 7 сегментов);
- жидкокристаллический индикатор (работа на принципе изменения оптических свойств некоторых органических соединений под воздействием электрического напряжения);
- накальные индикаторы (состоят из ряда вольфрамовых нитей, расположенных в виде изогнутых знаков).

6.4.1. Конструкция и физика работы ЖК-индикатора

Все ЖК-индикаторы относятся к пассивному типу индикаторов, которые лишь модулируют внешний световой поток под действием электрического поля или тока. Условимся, что речь здесь пойдет только о ЖК-дисплеях, использующих TN (Twist Nematic) или STN (Super Twist Nematic) материалы. Работа TN- и STN-дисплеев основана на использовании эффекта вращения плоскости поляризации света слоем закрученного намагнитического ЖК-материала (твист-эффект).

Конструкция ЖКИ на основе твист-эффекта (рис. 6.20) содержит две плоско-параллельные подложки из прозрачного материала, склеенные между собой с фиксированным зазором. В данном зазоре вводится слой ЖК-материала. На внутренних сторонах подложек нанесен рисунок электродов адресации. В качестве прозрачного проводящего слоя для электродов используется пленка In_2O_2 (ITO – Indium Tin Oxide). Удельное сопротивление пленки In_2O_2 для разных индикаторов может иметь разное значение в диапазоне от 1 кОм / квадрат до 10 Ом / квадрат. В качестве подложек обычно используются стеклянные пластины толщиной около 1 мм. Более тонкое стекло (0,4, 0,55 и 0,7 мм) используется в основном для производства ЖКИ сотовых телефонов и электронных наручных часов.

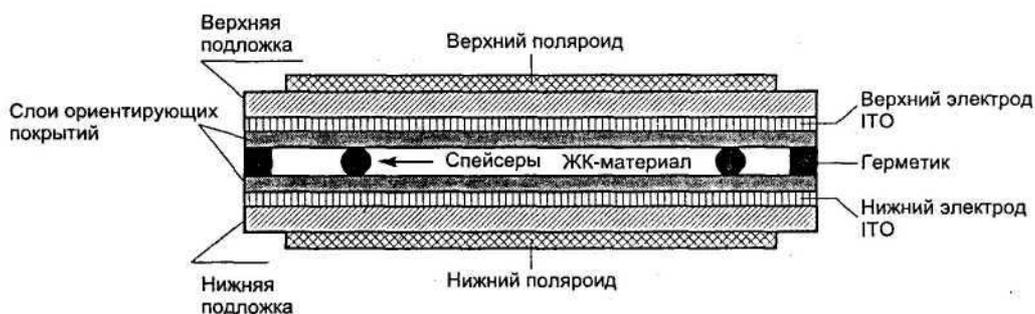


Рис. 6.20. Конструкция ЖК-ячейки

Зазор между подложками задается калиброванными спейсерами. Спейсеры могут быть стеклянными и пластиковыми, иметь шарообразную или цилиндрическую форму. Толщина зазора в ЖКИ может составлять от 3 до 25 мк. Для получения равномерных электрооптических характеристик индикатора толщина зазора должна строго выдерживаться в заданных пределах по всей рабочей площади индикатора. Слой герметика (клеящая композиция) также содержит зазорозадающие спейсеры. Сборка и склейка двух подложек ЖКИ проводится под давлением. После сборки ЖКИ проводится его герметизация по периметру. На внешних сторонах верхней и нижней подложек наклеены (или просто закреплены) поляриды с определенной ориентацией плоскости поляризации. Поляриды – оптически анизотропная пленка, пропускающая только ту часть светового потока, которая совпадает с плоскостью ориентации данной пленки. Свойством анизотропной поляризации обладают пленки полимеров со специальными красителями и с тонкой текстурой, заданной механическим натяжением пленки на этапе ее изготовления.

Слои ориентирующего покрытия предназначены, как видно из их названия, для задания определенной ориентации ЖК-молекул в рабочем слое между двумя обкладками электродов. Ориентирующее покрытие представляет собой тонкую пленку, например, из полиимидного материала.

Ориентирующие свойства пленка может приобрести в результате механической обработки поверхности микрощетками (натирка). Натирка производится в определенном направлении. В результате абразивного воздействия щеток в слое формируются микроканавки. Полученный рельеф позволяет определенным образом укладывать спираль, образованную молекулами ЖК-материала.

6.4.2. Основные термины и определения

Довольно часто встречается путаница в названиях, которые касаются ЖК-дисплеев. В англоязычной литературе все устройства индикации с использованием ЖК-материала называются LCD (Liquid Crystal Display), будь то простой индикатор для наручных часов или компьютерный ЖК-монитор. Существуют собственно сами ЖК-модуляторы без схем управления, устройства со схемами управления, дисплеи простые символьные и графические. Достаточно часто в периодической литературе для названия ЖК-индикаторов без схем управления авторы используют термин «стекло». Стандарты и ГОСТ, регламентирующие классификацию и систему условных обозначений, были разработаны очень давно (начало 80-х годов XX в.). В соответствии с ГОСТ все устройства индикации на основе светоклапанных модуляторов принято называть индикаторами. В более поздних стандартах появился термин «ЖК-экран». Условимся называть ЖК-модулятор без схемы управления просто ЖК-индикатором, индикатор со схемой управления – модуль ЖКИ (для символьно-графических индикаторов) и модуль ЖКЭ (для матричных графических ЖКИ). Термин «ЖК-дисплей» в зависимости от контекста может применяться по отношению к ЖК-индикатору без схемы управления или к модулю ЖКИ со схемой управления.

Пиксел (pixel, dot) – минимальный дискретный элемент цифрового изображения на экране дисплея. Для матричных дисплеев пиксел образуется в узлах пересечения строка – столбец. Цветной пиксел состоит из трех RGB пикселов.

Размер пиксела (Dot Size) – размер прямоугольника рабочей обкладки модулятора ЖК-ячейки по горизонтали и вертикали в миллиметрах или в микрометрах.

Шаг пиксела (Dot Pitch) – по вертикали и по горизонтали, к соответствующему размеру по вертикали или горизонтали пиксела добавляется зазор между пикселями.

Формат символьного дисплея (Line × Char) – для ЖК-дисплеев с фиксированными знаками число символов в строке × число символьных строк.

Формат графического дисплея (Dot Format) – разрешение по вертикали (V) и горизонтали (H) в пикселах (точках) V × H.

Формат символа (Character Font) – число точек по вертикали и горизонтали для стандартных символьных графических ЖКИ с фиксированными знаками. Стандартный формат 5×8, 10×12, 16×16 пикселей.

Размеры символа (Character Size) – для символьных дисплеев ширина и высота (H×V), мм одного графического знака.

Видимая область экрана (Viewing Area) – область экрана символьного или графического ЖКИ (V×H), мм заданной металлической рамкой дисплея. Состоит из рабочего поля и технологического зазора между рабочей площадью и рамкой дисплея.

Рабочее поле, рабочая площадь экрана (Display Area) – это площадь изображения на экране (H×V), мм.

Габариты модуля ЖКИ (Module Size) – размеры конструкции модуля ЖКИ по трем измерениям (H×V×T), мм.

Коэффициент мультиплексирования (Duty Cycle) – коэффициент мультиплексирования строк $1/N$, где N – число адресуемых строк.

Частота кадровой развертки (Frame Frequency) – частота регенерации изображения на экране матричного или символьного ЖКИ. Диапазон частот от 50 до 120 Гц. Оптимальная частота 60 – 75 Гц.

Рабочий температурный диапазон (Operating Temperature Range) – рабочий температурный диапазон, нормальный от 0 до +50 °С (для коммерческих приложений), расширенный от –20 до +80 °С (для промышленных приложений).

Температура хранения (Storage Temperature Range) – для любых ЖКИ от –20 до +60 °С.

6.4.3. Адресация ЖКИ

Чтобы обеспечить управление оптическими состояниями пикселей, требуется формировать напряжения на электродах пикселя таким образом, чтобы можно было селективно изменять состояние одних элементов без изменения состояния других. Топология любого ЖКИ и тем более ЖК-экрана представляет собой матрицу, образованную ортогональной системой строчных и столбовых электродов. Система строчных и столбовых электродов расположена на двух параллельных прозрачных подложках. Для варианта прямой адресации имеем вырожденный случай, когда число строк равно 1. Для прямой адресации имеются один общий электрод, называемый также противоэлектродом, и независимые электроды для всех элементов изображения. Контраст, обеспечиваемый при данном способе, самый высокий, однако у данного метода есть существенный недостаток: для каждого элемента изображения нужен отдельный вывод для управляющего напряжения. Топология всех ЖК-индикаторов имеет всего два слоя разводки электродов, поэтому реализовать прямую адресацию даже при желании в большинстве случаев физически невозможно. Для реализа-

ции ЖКИ с большим числом элементов изображения выход только один – использовать мультиплексирование. Элементы изображения образуются на пересечении системы электродов строк и столбцов. Название электродов «строки» или «столбцы» определяется по их числу. Строк всегда меньше, чем столбцов. В противном случае электроды, которых больше, всегда можно назвать столбцами. Создание рисунка топологии для получения сложных символьных изображений является непростой задачей. С одной стороны, нужно обеспечить отсутствие артефактов, связанных с различными паразитными пересечениями электродов, а с другой, – требуется обеспечить сохранение формы электродного рисунка при различных технологических смещениях подложек относительно друг друга. На рис. 6.21, 6.22 приведены примеры топологии с мультиплексированием строк для цифрового семисегментного ЖКИ и матричного ЖК-экрана.

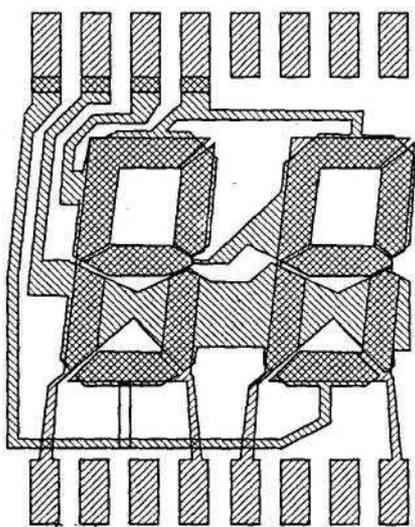


Рис. 6.21. Пример топологии цифрового ЖК-индикатора с мультиплексированием

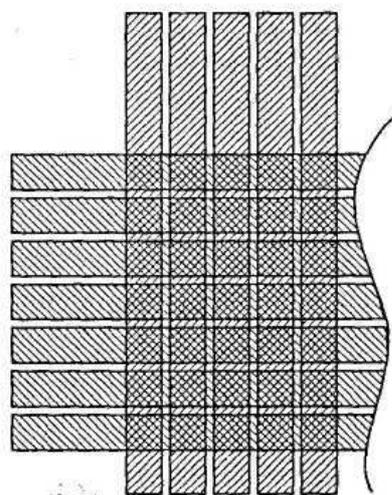


Рис. 6.22. Фрагмент топологии матричного ЖК-дисплея

6.4.4. Топология матричных ЖК-дисплеев

На рис. 6.23 показаны различные варианты топологии матричной структуры электродов адресации, применяемые в конструкциях графических ЖК-дисплеев. Вариант топологии А самый простой и самый популярный. Вариант В дает возможность использовать более широкий шаг выводов для присоединения столбовых драйверов. Существует также и вариант с четырехсторонним расположением выводов электродов строк и столбцов, однако в настоящее время он не используется, поскольку компактность конструкции при такой топологии сильно проигрывает.

Варианты топологии С и D являются разновидностями архитектуры Dual Scan или Double Scan. При использовании такой архитектуры получается выигрыш за счет понижения в два раза числа мультиплексируемых

строк. Для формата с 480 строками в данной топологии коэффициент мультиплексирования получается всего 240. Такое понижение мультиплекса дает значительный выигрыш в контрасте.

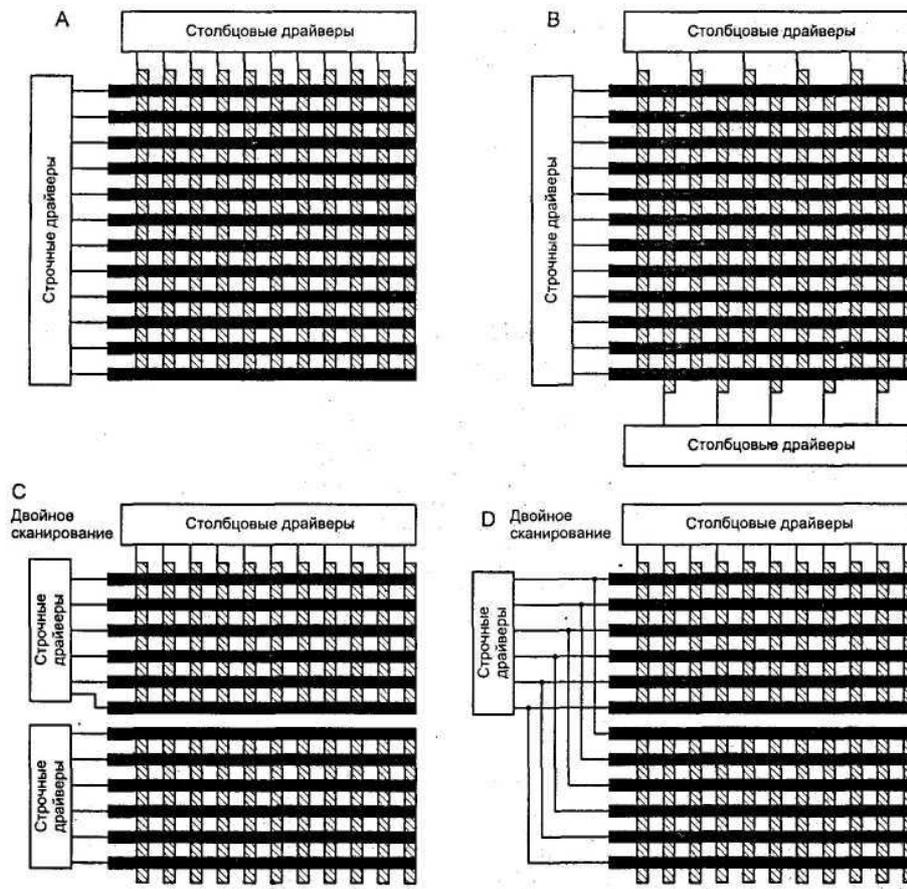


Рис. 6.23. Варианты топологии матриц адресации ЖКЭ

Фактически получаются два отдельных экранных поля. Зазор между полями не заметен, поскольку стыковка производится без нарушения шага строк. Технология маскирования рисунка электродов позволяет скрыть и разрыв между шинами строчных электродов. Адресация обоих полей производится параллельно. Недостаток метода: требуется большее количество выводов столбовых электродов и, следовательно, число столбовых драйверов также удваивается. Однако это удорожание себя оправдывает, поскольку решать проблемы улучшения качества ЖК-дисплея проще за счет «кремния». Эта тенденция – упрощение технологии сборки ЖК-дисплеев за счет усложнения схемы управления – сохраняется и все более прогрессирует в настоящее время.

На рис. 6.24 приведена экзотическая топология квадрупольной матрицы. Такая топология также обеспечивает понижение мультиплекса, но практическая реализация данной архитектуры значительно сложнее, чем Dual Scan. Топология применялась в ранних моделях ЖК-дисплеев миниатюрных телевизионных приемников. В настоящее время данная топология в промышленных ЖК-дисплеях не используется.

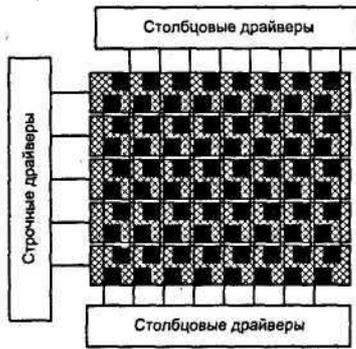


Рис. 6.24 Топология квадратной матрицы ЖКЭ

Эволюция архитектуры драйверов позволила не только увеличить число выводов, но и интегрировать многие функции управления матричными ЖК-дисплеями в одном кристалле. Такое решение потребовалось для суперкомпактных ЖК-дисплеев сотовых телефонов, Palm-компьютеров и PDA. На рис. 6.25 показаны варианты топологии матричных ЖК-дисплеев для суперкомпактных приложений.

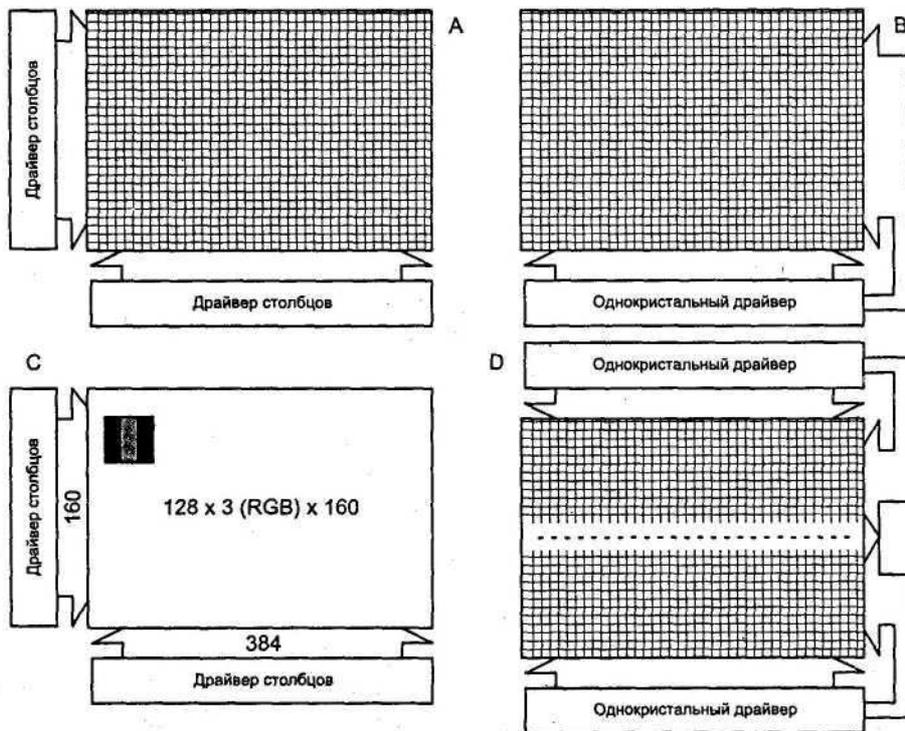


Рис. 6.25. Варианты организации управления строками и столбцами для матричных ЖК-дисплеев

6.4.5. Работа при низких температурах

Контраст изображения ЖК-дисплея ухудшается при понижении рабочей температуры, но в отдельных случаях можно компенсировать это ухудшение за счет увеличения рабочего напряжения (U_{lcd}) на драйверах. Для ЖК-дисплеев с расширенным температурным диапазоном (от -20 до -40 °C) обязательно имеется вывод для подачи отрицательного смещения. Таким образом, размах напряжения на выходных каскадах драйвера будет повышен на величину отрицательного смещения $U_{lcd} = U_{log} - (-U_{adj})$. Уровень низкого потенциала логического питания (земля, общий) и низкий потенциал питания выходных драйверов имеют отдельные выводы. В обычных ЖК-дисплеях, предназначенных для использования при

положительных температурах, напряжение смещения (U_{adj}) обычно находится в пределах от 0 до 1 В. Возможность работы при низких температурах определяется только типом используемого ЖК-материала. Стоимость низкотемпературного материала несколько больше, чем ЖК-материала для нормального температурного диапазона. Существует и другой способ расширения температурного диапазона ЖК-дисплея – за счет использования принудительного нагрева зоны стеклянных подложек с ЖК-материалом. Делается это с помощью специального нагревателя на основе прозрачных проводящих подложек. Нагревательные подложки могут располагаться под ЖК-дисплеем. Проводящий прозрачный слой на подложке нагревателя – пленка In_2O_3 с удельным сопротивлением несколько десятков ом.

6.5. Общие замечания об измерении тока и напряжения. Классификация вольтметров

Сила тока и напряжение – важнейшие физические величины в электро- и радиотехнике. Они характеризуют интенсивность протекания электрического процесса. Единица силы тока – ампер является основной единицей Международной системы (СИ) и воспроизводится на постоянном токе с помощью первичного эталона. Среднеквадратическое отклонение результата измерения (СКО) составляет $S = 4 \cdot 10^{-6}$, а неисключенный остаток систематической погрешности (НСП) не превышает $\theta = 8 \cdot 10^{-6}$. Единица напряжения – вольт является производной единицей, но в силу ее особой важности воспроизводится также с помощью первичного эталона со СКО $S = 5 \cdot 10^{-8}$ и НСП $\theta = 10^{-6}$. Передача размера единицы от эталона рабочим средствам измерения осуществляется на основе государственной поверочной схемы, предусматривающей ступени передачи.

В связи с необходимостью измерения тока и напряжения в широком диапазоне частот созданы специальные эталоны ампера и вольта на переменном токе, соответствующие поверочные схемы и образцовая аппаратура.

6.5.1. Особенности измерения силы тока и напряжения в радиоэлектронике

Измерение тока и напряжения проводят в диапазоне от постоянного тока до частот 1 – 2 ГГц. На более высоких частотах эти величины теряют свою однозначность, поскольку изменяют свое значение вдоль линии передачи и в ее поперечном сечении. Ток и напряжение на этих частотах измерять весьма сложно, поскольку очень велико влияние измерительной цепи на измеряемую цепь. По указанным причинам на СВЧ предпочитают измерять мощность, а не ток и напряжение.

В электрических цепях удобней измерять напряжение, а не ток, поскольку вольтметр подключают параллельно исследуемой цепи и не при-

ходится нарушать схему соединений. При измерении тока приходится разрывать цепь, что в ряде случаев приводит к большим искажениям процессов, протекающих в устройстве. В силу этих причин измерение силы тока производят на постоянном токе и переменном на частотах до 10 МГц.

Измерители напряжения являются самой многочисленной группой среди средств измерения, применяемых в радиоэлектронике. В основу классификации вольтметров положены следующие признаки:

1. Вид измеряемого напряжения: вольтметры постоянного тока (В2), переменного тока (В3), импульсного тока (В4), селективные (В6).

2. Тип применяемых измерительных преобразователей: электро-механические и электронные.

3. Тип отсчетного устройства: стрелочные (аналоговые) и цифровые .

Парк аналоговых приборов характеризуется единой конструктивной базой, идентичностью расположения органов управления, удобством эксплуатации, метрологической обеспеченностью.

4. Тип структурной схемы: приборы прямого преобразования и уравнивающего преобразования; приборы уравнивающего преобразования разделяют на приборы с автоматическим и ручным уравниванием.

5. Значение измеряемого напряжения: пиковое (амплитудное), среднеквадратическое и средневывпрямленное.

6. Частотный диапазон: низкочастотные, высокочастотные, сверхвысокочастотные, широкополосные.

6.6. Структурные схемы и принцип действия электронных вольтметров

Обобщенная структурная схема вольтметра постоянного тока приведена на рис. 6.26, а. Она включает входное устройство, усилитель постоянного тока А1 и электро-механический измерительный прибор *PVI*. Входное устройство предназначено для создания высокого входного сопротивления, чтобы уменьшить влияние вольтметра на измеряемую цепь. Оно состоит из делителей напряжения – аттенюаторов, с их помощью изменяют пределы измеряемых величин. В некоторых вольтметрах входное устройство содержит эмиттерный повторитель (или истоковый – при использовании полевых транзисторов).

К УПТ предъявляются высокие требования: малый дрейф нуля, высокая стабильность усиления, малый уровень шумов. В вольтметрах постоянного тока высокой чувствительности входной сигнал преобразуется в переменный, усиливается и затем вновь преобразуется в напряжение постоянного тока.

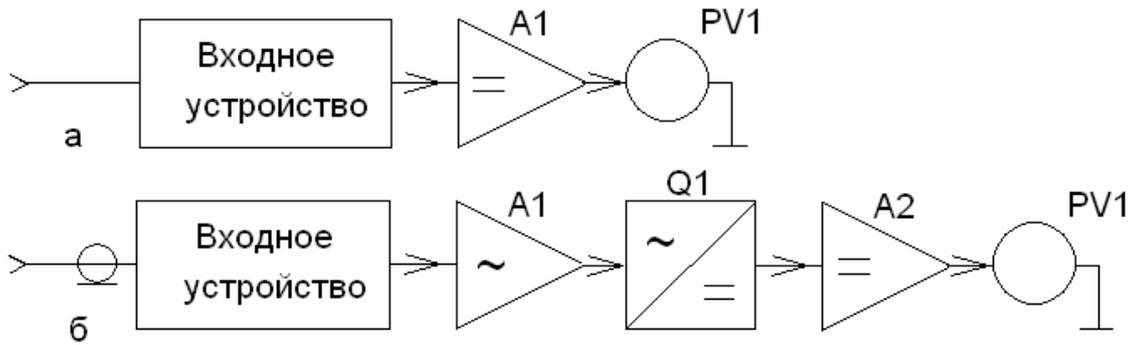


Рис. 6.26. Структурная схема вольтметра переменного тока

Обобщенная структурная схема вольтметра переменного тока показана на рис. 6.26, б. Принцип действия такого вольтметра состоит в преобразовании переменного напряжения в постоянное, которое измеряется стрелочным электромеханическим прибором. В качестве преобразователя переменного напряжения в постоянное используются пиковые (амплитудные) детекторы, детекторы среднеквадратического и средневыпрямленного значения напряжения. Применение того или иного преобразователя переменного тока в постоянный определяет способность вольтметра измерять то или иное значение напряжения.

На обобщенной схеме показаны усилитель переменного напряжения $A1$ и УПТ $A2$, включенные после преобразователя VI . Однако в практических приборах применение обоих усилителей встречается очень редко. Используется либо додетекторное усиление, либо последетекторное. В высокочувствительные измерители напряжения вводят усилители переменного напряжения, часто широкополосные с полосой пропускания от единиц герц до десятков мегагерц.

Для обеспечения широкой области рабочих частот вплоть до 1 ГГц усилители переменного напряжения не применяют, а применяют усилители постоянного тока.

6.7. Цифровые вольтметры

В цифровых вольтметрах переменного напряжения используется аналоговое преобразование измеряемого переменного напряжения в постоянное. В импульсных цифровых вольтметрах находят применение специальные АЦП – амплитудно-временные преобразователи. В вольтметрах с уравнивающим преобразованием используются соответствующие АЦП.

Цифровые вольтметры прямого преобразования более просты по устройству, но имеют меньшую точность. Их различают по используемому способу аналого-цифрового преобразования: с временным, временным с интегрированием и частотным преобразованием. Интегрирующие цифровые вольтметры, измеряющие среднее значение напряжения за время измерения, обладают повышенной помехозащищенностью. Структурная схема вольтметра (рис. 6.27) включает в себя входное устройство, устройство для определения полярности измеряемого напряжения, устройство для автоматического выбора измерения, АЦП, счетчик импульсов, преобразователь кодов (дешифратор) и цифровое отсчетное устройство. Входное устройство содержит делители напряжения и предназначено для расширения пределов измерения. Оно обеспечивает достаточно высокое входное сопротивление вольтметра. Устройство определения полярности измеряемого напряжения основано на определении последовательности срабатывания двух устройств сравнения. На первое подается пилообразное напряжение, принимающее значения от $-U$ до $+U$, и измеряемое напряжение. Устройство срабатывает (выдает импульс) в момент равенства напряжений. Другое устройство сравнения срабатывает в момент равенства пилообразного напряжения нулю. Сигнал полярности подается в цифровое отсчетное устройство. Устройство автоматического выбора пределов измерения сравнивает измеряемое напряжение с набором напряжений и управляет делителем.

Цифровые вольтметры с уравнивающим преобразованием строятся в основном по двум типам структурных схем: с использованием программирующего устройства и цифрового счетчика. В них измеряемое напряжение уравнивается дискретно-изменяющимся компенсирующим образцовым напряжением. На рис. 6.28, *а*, *б* показаны эти структурные схемы.

Рассмотрим работу вольтметра, построенного по схеме с цифровым счетчиком (рис. 6.28, *б*). Тактовые импульсы поступают на цифровой счетчик через управляющее устройство, определяющее порядок заполнения ячеек. Счетчик изменяет состояние элементов преобразователя кода и компенсирующее напряжение. Измеряемое напряжение, поступающее на устройство сравнения, сравнивается с компенсирующим напряжением. В зависимости от знака этой разности на выходе устройства сравнения управляющее устройство либо продолжает пропускать тактовые импульсы на счетчик, либо нет. Новый цикл измерений начинается с момента сбрасывания на нуль показаний счетчика. В этот же момент в исходное состояние приводится компенсирующее напряжение и на счетчик начинают поступать счетные импульсы.

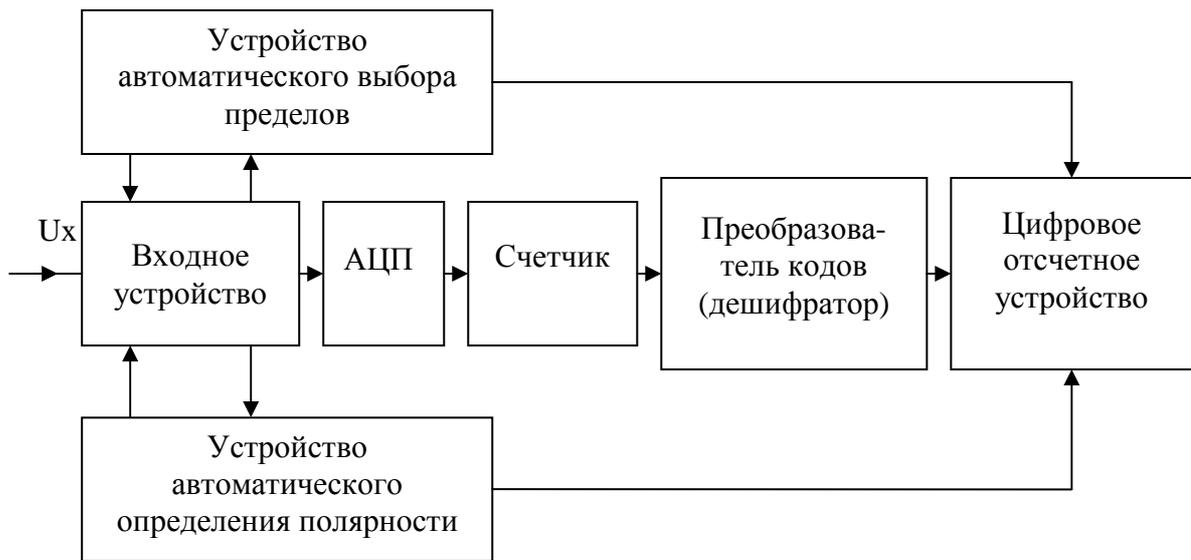


Рис. 6.27. Структурная схема цифрового вольтметра

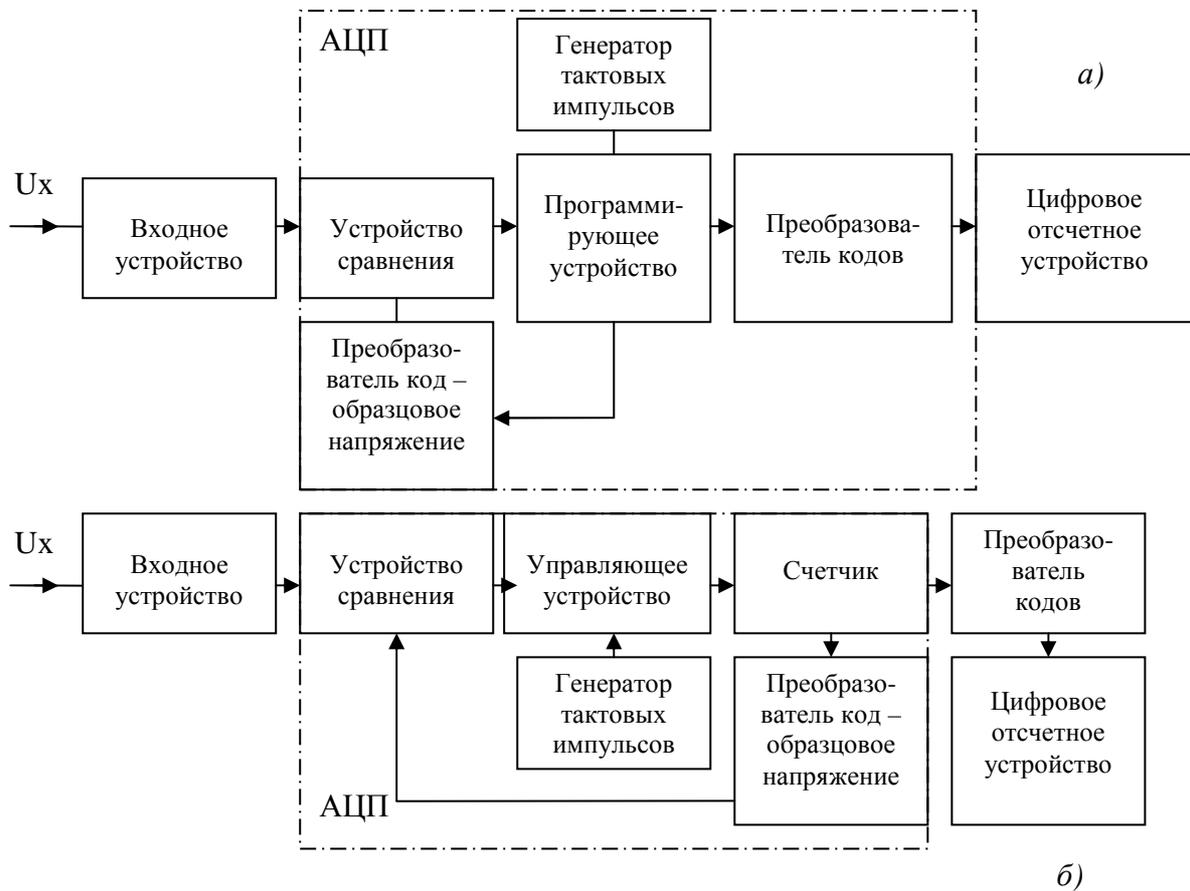


Рис. 6.28. Цифровые вольтметры

6.8. Измерение постоянных напряжений

6.8.1. Электронные вольтметры постоянного напряжения

На рис. 6.29 представлена структурная схема электронного вольтметра постоянного напряжения, начиная от единиц микровольт.

Усилители постоянного тока (УПТ), входящие в вольтметры, должны иметь стабильный коэффициент усиления и малый дрейф выходного напряжения. Это достигается применением усилителей, выполненных по мостовым схемам. Дестабилизирующие факторы действуют на обе половины моста одинаково и не вызывают дополнительного разбаланса моста. Отрицательная обратная связь делает работу усилителя стабильной, а его характеристику линейной в широких пределах.

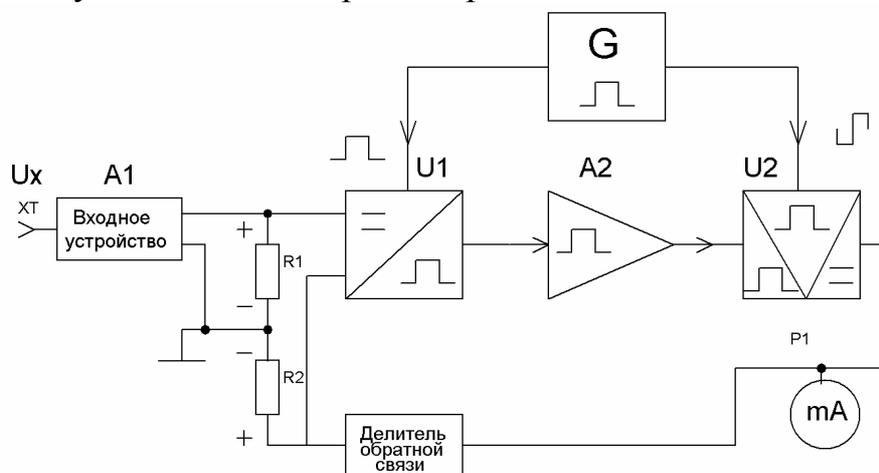


Рис. 6.29. Электронный вольтметр постоянного напряжения

При высокой чувствительности вольтметров для устранения дрейфа используются УПТ с конвертированием постоянного напряжения в переменное, амплитуда которого пропорциональна постоянному напряжению.

Она построена по принципу уравнивающего преобразования и работает в режиме неполного уравнивания. Входное устройство *A1* обычно содержит интегрирующий фильтр для уменьшения влияния переменной составляющей, присутствующей во входном сигнале. УПТ выполнен по схеме с конвертированием. Измеряемое постоянное напряжение преобразуется в переменное прямоугольной формы. Для этой цели на входе УПТ часто применяется последовательно-параллельный ключ на полевых транзисторах. Управляющее напряжение частотой обычно 400 Гц вырабатывается мультивибратором (*G*), собранным на интегральной схеме, и формируется с помощью дифференциальных усилителей.

Переменное напряжение усиливается усилителем *A2* и выпрямляется синхронным детектором *U2*. Через эмиттерный повторитель постоянное напряжение подается на магнитоэлектрический микроамперметр *P1*.

Усилитель охватывается глубокой отрицательной обратной связью. Для переключения пределов измерения предусмотрен делитель в цепи обратной связи, который собирается на прецизионных постоянных резисторах, т. е. путем изменения коэффициента усиления усилителя. Синхронный детектор U_2 работает по принципу удвоения напряжения, синхронизирован по фазе с сигналом на входе усилителя A_2 . В схеме синхронного детектора применяются также полевые транзисторы.

Основная погрешность микровольтметра составляет 1,5 – 6,0 %. Источниками погрешности являются: погрешность образцовой аппаратуры, по которой производится градуировка, погрешность градуировки, случайная погрешность стрелочного прибора, нестабильности канала преобразования, неравномерность шкалы, возникновение паразитных термо-ЭДС, обусловленных изменением температуры в пределах нормальной области, наличие собственных шумов, которые сказываются на нижних пределах измерения. По указанной структурной схеме с применением вибропреобразователя в УПТ работают находящиеся в эксплуатации серийные микровольтметры В2-11, В2-15, В2-25.

В некоторых случаях требуются вольтметры постоянного напряжения с очень большим входным сопротивлением ($10^{10} - 10^{16}$ Ом). Тогда применяют электрометрические лампы, сеточные токи которых не превышают 10^{-15} А, а сопротивление утечки входной сетки не менее 10^{16} Ом. Усиление постоянного напряжения осуществляется с использованием конвертирования. Примером такого прибора может служить серийный электрометр ВК2-16. В качестве преобразователя постоянного напряжения в переменное используется динамический конденсатор.

В электронных вольтметрах меньшей чувствительности в УПТ вместо конвертирования применяются высокостабильные устройства с отрицательной обратной связью и операционные усилители.

6.9. Измерение переменных напряжений

Принцип работы электронного вольтметра переменного напряжения состоит в преобразовании переменного напряжения в постоянное, прямо пропорциональное соответствующему значению переменного напряжения, и измерении постоянного напряжения электромеханическим измерительным прибором либо цифровым вольтметром.

Измеряемое электронным вольтметром значение переменного напряжения определяется типом применяемого измерительного преобразователя переменного напряжения в постоянное. Здесь на основе более детальных структурных схем рассмотрим устройство электронных вольтметров переменных напряжений, требования к отдельным элементам, особенности построения, метрологические характеристики.

6.9.1. Вольтметры амплитудных значений

Отклонение указателя амплитудного вольтметра прямо пропорционально амплитудному (пиковому) значению переменного напряжения, независимо от формы кривой напряжения. Таким свойством не обладает ни одна из систем электромеханических измерительных приборов. В электронных вольтметрах амплитудного значения используются пиковые детекторы с открытым и закрытым входом.

Амплитудные вольтметры обладают наибольшим диапазоном частот (от десятков герц до 1 – 2 ГГц) благодаря тому, что преобразование осуществляется непосредственно на входе прибора. Амплитудный детектор конструктивно размещается в выносном пробнике, благодаря чему удается уменьшить влияние паразитных параметров вольтметра, вывести резонансную частоту входной цепи за пределы диапазона частоты вольтметра.

Необходимая чувствительность (нижний предел измеряемых напряжений – единицы милливольт) достигается применением после детектора УПТ с большим коэффициентом усиления.

На рис. 6.30 показана упрощенная структурная схема амплитудного вольтметра с закрытым входом, построенного по схеме уравнивающего преобразования. Измеряемое напряжение U_x подается через входное устройство на вход пикового детектора с закрытым входом ($VD1, C1, R1$).

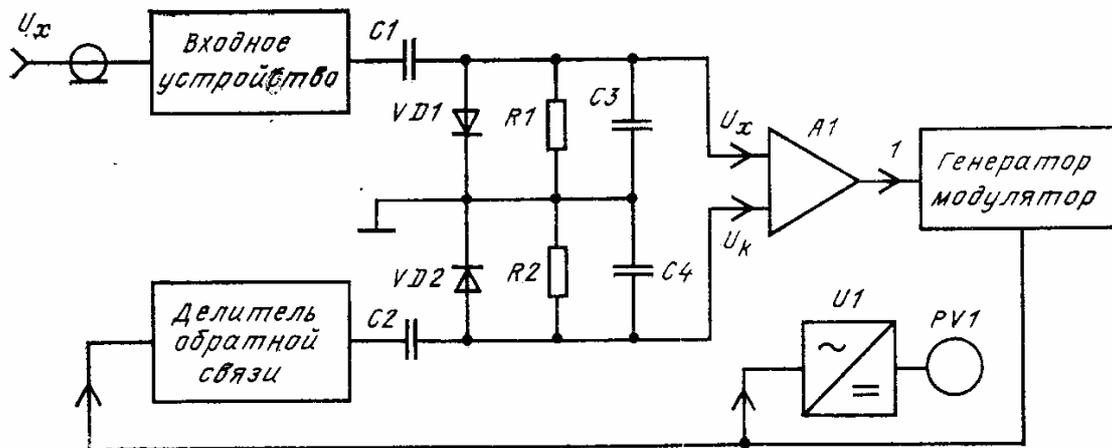


Рис. 6.30. Амплитудный вольтметр с закрытым входом

На идентичный детектор ($VD2, C2, R2$) подается компенсирующее напряжение с частотой около 100 кГц, сформированное в цепи обратной связи. Постоянные напряжения, равные амплитудным значениям измеряемого сигнала и компенсирующего напряжения, сравниваются на резисторах $R1, R2$. Заметим, что при малых напряжениях детекторы будут работать в квадратичном режиме, что приведет к погрешности вольтметра амплитудного значения.

Разностное напряжение подается на УПТ $A1$ с высоким коэффициентом усиления. Если напряжение на выходе УПТ положительной полярности, что свидетельствует о превышении напряжения сигнала над компенсирующим или об отсутствии последнего, запускается ранее запертый генератор-модулятор, и компенсирующее напряжение поступает через делитель обратной связи на детектор $VD2$, $R2$, $C2$. Генератор-модулятор представляет собой генератор, собранный по емкостной трехточечной схеме, усилитель и эмиттерный повторитель.

Превышение компенсирующего напряжения над измеряемым приводит к запираению генератора-модулятора. Выходное напряжение с амплитудой, пропорциональной амплитуде измеряемого напряжения и частотой 100 кГц, подается на детектор средневыпрямленного напряжения $U1$ и измеряется магнитоэлектрическим вольтметром $PV1$.

Важным требованием является идентичность передаточных характеристик детекторов сигнала и компенсирующего напряжения. Только при одинаковых характеристиках равенство выходных напряжений детекторов будет свидетельствовать о равенстве входных напряжений.

В установившемся режиме на резисторах $R1$ и $R2$ образуется некоторая разность напряжений $\Delta U = U_x - U_k$. Величина этой разности равна

$$\Delta U = \frac{1}{1 + \beta K} U_x, \quad (6.10)$$

где K и β – коэффициенты передачи цепи прямого преобразования и обратной связи.

В данной схеме в цепь прямого преобразования входит УПТ, генератор-модулятор, в цепь обратного – делитель в цепи обратной связи и детектор компенсирующего сигнала. Таким образом, для обеспечения высокой точности уравнивания коэффициент усиления УПТ и генератора-модулятора должен быть достаточно высок.

Погрешность состоит из погрешности образцовых средств при градуировке, случайной погрешности измерения постоянного напряжения магнитоэлектрическим прибором; погрешности, обусловленной нестабильностью коэффициента передачи цепи обратной связи и коэффициента передачи детектора средневыпрямленного значения; неидентичности характеристик детекторов, неуравновешенности схемы.

По подобной схеме работают выпускаемые промышленностью серийные амплитудные милливольтметры ВЗ-36, ВЗ-43. Основная погрешность на частотах до 30 МГц составляет 4 – 6 %, на частотах до 1 ГГц – 25 %. Шкалы амплитудных вольтметров градуируются в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения. Недостатком является большая погрешность при измерении напряжений с большим уровнем гармонических составляющих.

6.9.2. Вольтметры среднеквадратических значений

Измерение СКЗ переменных напряжений требует применения измерительного преобразователя переменного напряжения в постоянное, имеющего квадратичную характеристику. Тогда если это постоянное напряжение подать на магнитоэлектрический вольтметр, то его показания будут пропорциональными квадрату СКЗ. Если при градуировке шкалы провести операцию извлечения корня, то показания вольтметра будут пропорциональными СКЗ.

Вольтметры СКЗ обеспечивают наиболее высокую точность при измерении СКЗ переменных напряжений, имеющих большое число гармоник.

В основном в таких вольтметрах используется детектор с диодной цепочкой и термоэлектрический преобразователь. Детектор с диодной цепочкой обладает значительной нестабильностью параметров, обусловленной нестабильностями элементов. Частотный диапазон ограничен снизу свойствами трансформатора, сверху – паразитными параметрами цепочки, индуктивностью проводов, собственной емкостью и составляет от 20 Гц до 100 кГц. Для создания вольтметров общего применения такой диапазон узок.

Лучшие показатели в отношении частотного диапазона имеют термоэлектрические преобразователи. Однако они имеют малую чувствительность, что требует для обеспечения широкого частотного диапазона вольтметра широкополосного усилителя.

На рис. 6.31 показана структурная схема вольтметра СКЗ переменных напряжений с использованием термоэлектрических преобразователей.

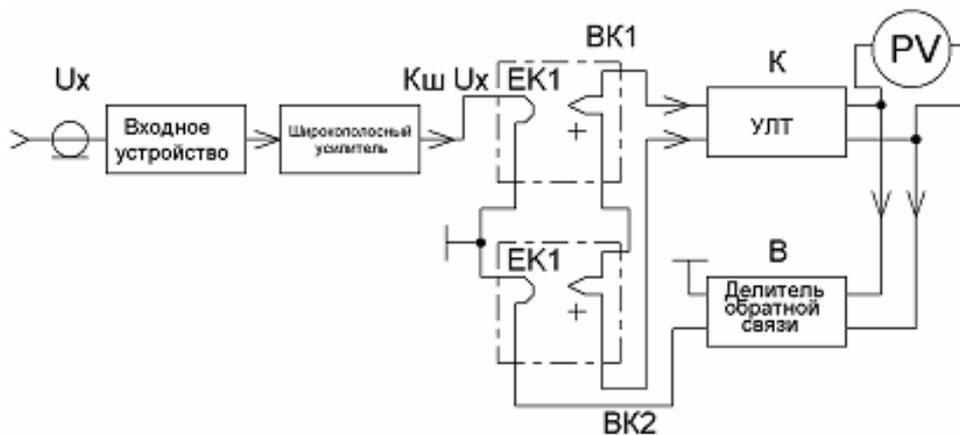


Рис. 6.31. Вольтметр СКЗ переменных напряжений с использованием термоэлектрических преобразователей

В данной схеме используются два одинаковых термопреобразователя $BK1$ и $BK2$ с косвенным подогревом и включены встречно на входе УПТ. На нагреватель $EK1$ поступает усиленный измеряемый сигнал $K_{ш} U_x$, где $K_{ш}$ – коэффициент преобразования входной цепи и усилителя, а нагреватель $EK2$ подключен к выходу УПТ.

Каждый из термопреобразователей имеет квадратичную характеристику, так что $U_1 = K_T K_{ш}^2 U_x^2$, $U_2 = K_T \beta^2 U_3^2$ и $K(U_1 - U_2) = U_3$ (1) где K_T – постоянная величина, характеризующая термопреобразователь; β – коэффициент обратной связи.

Подставив значения U_1 и U_2 в уравнение связи, получим

$$K K_T K_{ш}^2 U_x^2 - \beta K K_T U_3^2 = U_3$$

$$K K_T K_{ш}^2 U_x^2 = U_3 + \beta^2 K K_T U_3^2 \approx \beta^2 K K_T U_3^2, \text{ поскольку } \beta^2 K K_T U_3^2 \gg U_3.$$

$$\text{Тогда } U_3 = \frac{K_{ш}}{\beta} U_x.$$

Входное устройство обычно включает в себя истоковый повторитель и Т-образные аттенюаторы на высокочастотных резисторах, переключением которых достигается изменение пределов измерения. Широкополосный усилитель переменного напряжения должен обеспечить стабильное усиление в полосе частот от 20 Гц до 50 – 60 МГц. Время измерения из-за инерционности термопреобразователей составляет 1 – 3 с.

Погрешность вольтметра включает следующие составляющие: погрешность образцовой аппаратуры, по которой производится градуировка; погрешность градуировки, случайная составляющая погрешности стрелочного индикатора, неидентичность термодпар, неравномерность частотной характеристики, нестабильность элементов схемы. Величина погрешности лежит в пределах 2,5 – 10 % в диапазоне частот 20 Гц – 50 МГц. Верхние значения погрешности имеют место на краях частотного и динамического диапазона. По схеме, аналогичной рассмотренной, построены вольтметры среднеквадратических значений ВЗ-40, ВЗ-42, ВЗ-45, ВЗ-46, ВЗ-48.

6.9.3. Вольтметры средневыпрямленных значений

Обычно они выполняются на основе двухполупериодных выпрямителей. Эти преобразователи в качестве нелинейного элемента содержат вакуумные или полупроводниковые диоды, не содержат накопительных емкостей и поэтому обладают большим быстродействием по сравнению с вольтметрами СКЗ и пиковыми. Чтобы детектор работал на линейном участке вольт-амперной характеристики, на него надо подать сравнительно большой сигнал (0,1 – 0,3 В). Поэтому вольтметры СВЗ для обеспечения высокой чувствительности в широкой полосе частот должны иметь широкополосный усилитель переменного напряжения, которым в значительной мере будет определяться качество вольтметра. На точность измерений в значительной мере будет влиять нелинейность вольт-амперной характеристики, нестабильности параметров диодов усилителя, других элементов выпрямителя. Для уменьшения этих влияний схему обычно охватывают глубокой отрицательной обратной связью.

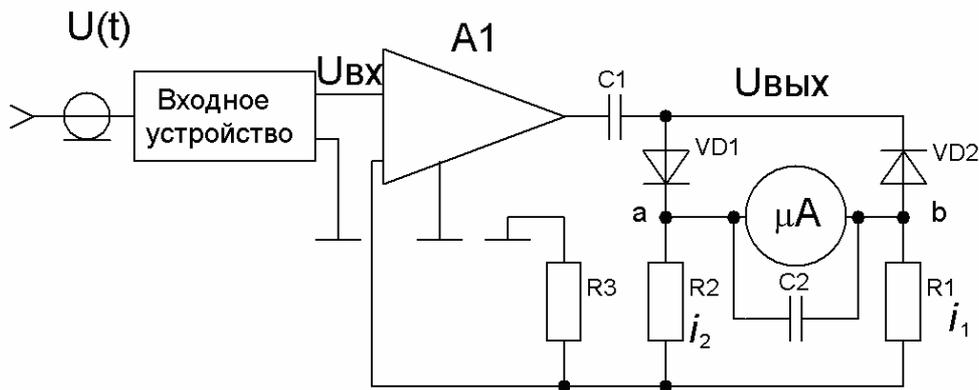


Рис. 6.32. Вольтметр СВЗ

На рис. 6.32 изображена функциональная схема электронного вольтметра СВЗ. Измеряемое напряжение поступает на входное устройство, которое обеспечивает высокое входное сопротивление вольтметра и расширение пределов измерения. Затем напряжение подается на вход широкополосного усилителя $A1$ и после усиления – на преобразователь переменного напряжения в постоянное. Схема охвачена глубокой отрицательной обратной связью, напряжение обратной связи снимается с резистора $R3$ и подается на вход усилителя $A1$. Благодаря обратной связи исключается влияние диодов на коэффициент преобразования преобразователя переменного напряжения в постоянное. Кроме того, улучшаются характеристики усилителя: уменьшается его нестабильность и нелинейность амплитудной характеристики.

Серийные вольтметры ВЗ-38, ВЗ-39, ВЗ-44 построены по схемам, подобным рассмотренным.

Современные вольтметры СВЗ обеспечивают измерение напряжений от десятых долей милливольт до сотен вольт в диапазоне частот 20 Гц – 10 МГц. Основная погрешность составляет 2,5 – 10 %.

Шкалы вольтметра СВЗ градуируются в СКЗ. Приборы осуществляют процесс измерений за 0,2 – 0,5 с, т. е. являются самыми быстродействующими среди вольтметров переменного напряжения.

6.9.4. Цифровой вольтметр с времяимпульсным преобразователем

Измеряемое напряжение через ВУ (рис. 6.33) поступает на сравнивающее устройство ($CV1$) от генератора линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН). На данное устройство поступает образцовое напряжение. В момент равенства этих напряжений $CV1$ вырабатывает импульс, который открывает временной селектор (ВС). На него от генератора счётных импульсов (ГСЦ) поступают импульсы с образцовой частотой. В момент времени, когда образцовое напряжение будет равно 0, $CV2$ вырабатывает импульс, который закрывает ВС. В результате прохождения счётных импульсов прекращается. Электронный счётчик (ЭС) считает их количество, которое через дешифратор (Д) отображается на цифровом индикаторе (И).

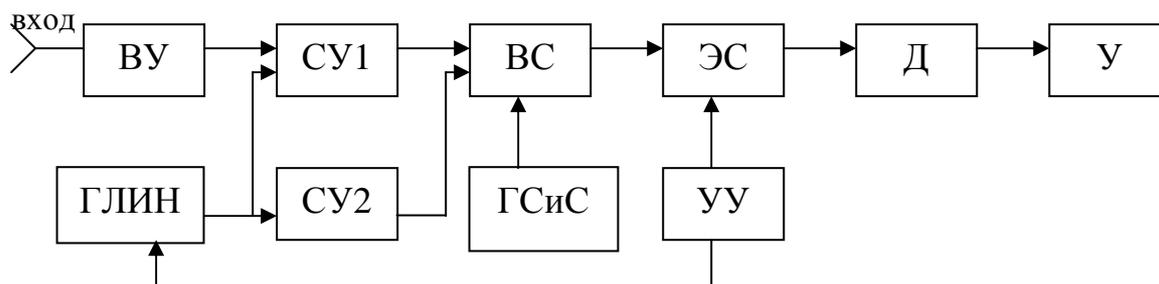


Рис. 6.33. Цифровой вольтметр

6.10. Специальные типы вольтметров

Помимо рассмотренных в радиотехнической практике встречается ряд аналоговых измерителей напряжения специального назначения. Это, например, приборы группы В4 – импульсные вольтметры, В5 – фазочувствительные вольтметры, В6 – селективные (избирательные) вольтметры. Рассмотрим кратко наиболее типичные приборы названных групп.

Импульсные вольтметры предназначены для измерения амплитуд видео- и радиоимпульсов большой скважности (скважностью называется отношение периода следования импульсов к их длительности, т. е. $n = T / \tau_u$).

Для измерения амплитуды импульсов могут быть использованы приборы с амплитудным детектором. Очевидно, что в этом случае постоянная времени детекторной цепи должна быть увеличена.

Как правило, для измерения амплитуды импульсных напряжений вольтметр с закрытым входом не пригоден, так как он исключает постоянную составляющую измеряемых импульсов. Однако при большой скважности импульсов постоянная составляющая $U_0 = \tau_u / T$ близка к нулю и показания вольтметров с открытым и закрытым входами примерно равны. Импульсные вольтметры градуируются в амплитудных значениях. Примером такого вольтметра может являться прибор В4-12 (рис. 6.34).

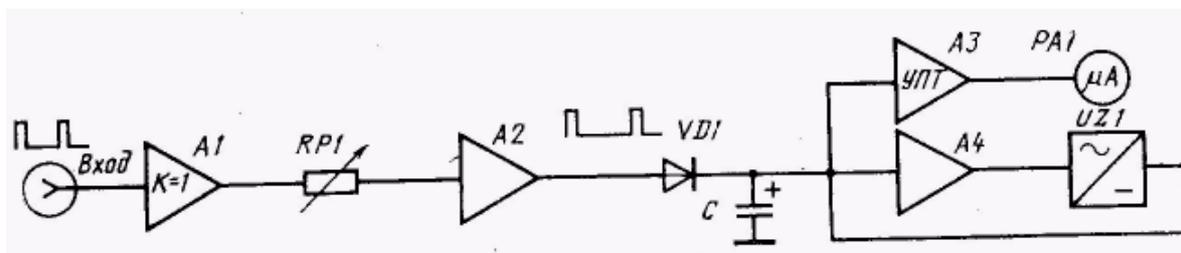


Рис. 6.34. Импульсный вольтметр

Для измерения амплитуд импульсов длительностью в сотые доли микросекунд применяют компенсационную схему вольтметра. Входной импульс с выхода усилителя $A1$ через attenuator $RP1$ и усилитель $A2$ поступает на амплитудный детектор $VD1$. Конденсатор C заряжается до тех пор, пока напряжение на нем не станет равным амплитуде входного импульса. При этом диод запирается и импульсное напряжение, имеющееся на входе, не поступает на вход усилителя $A4$.

Если напряжение на конденсаторе C снизится, то на входе усилителя $A4$ появятся импульсы, амплитуда которых равна разности между амплитудой импульса на входе диода $VD1$ и напряжением на конденсаторе C . Это импульсное напряжение усиливается усилителем $A4$, преобразуется в постоянное напряжение амплитудным детектором и опять подается на конденсатор C , что приводит к восстановлению на конденсаторе постоянного напряжения, равного U_{\max} , и компенсирует потерю заряда конденсатором C .

Постоянное напряжение, поддерживаемое на конденсаторе C , измеряется вольтметром постоянного напряжения с УПТ $A3$ и магнитоэлектрическим прибором $PA1$, проградуированным в единицах напряжения.

По такой схеме собраны промышленные вольтметры В4-4, В4-12, В4-14.

6.10.1. Фазочувствительный вольтметр

Структурная схема вольтметра-вектометра показана на рис. 6.35, *а*. Прибор имеет два входа – для эталонного и измеряемого напряжений – и два магнитоэлектрических прибора $PA1$, $PA2$, включенных в мостовые схемы с термопреобразователями $PN1$, $PN2$. Сигнал U_x измеряемого канала попадает в диагональ каждого из этих двух мостов. Во вторую диагональ моста $PN1$ поступает эталонное напряжение, а во вторую диагональ моста $PN2$ – эталонное напряжение, имеющее фазовый сдвиг 90° с соблюдением постоянства амплитуды.

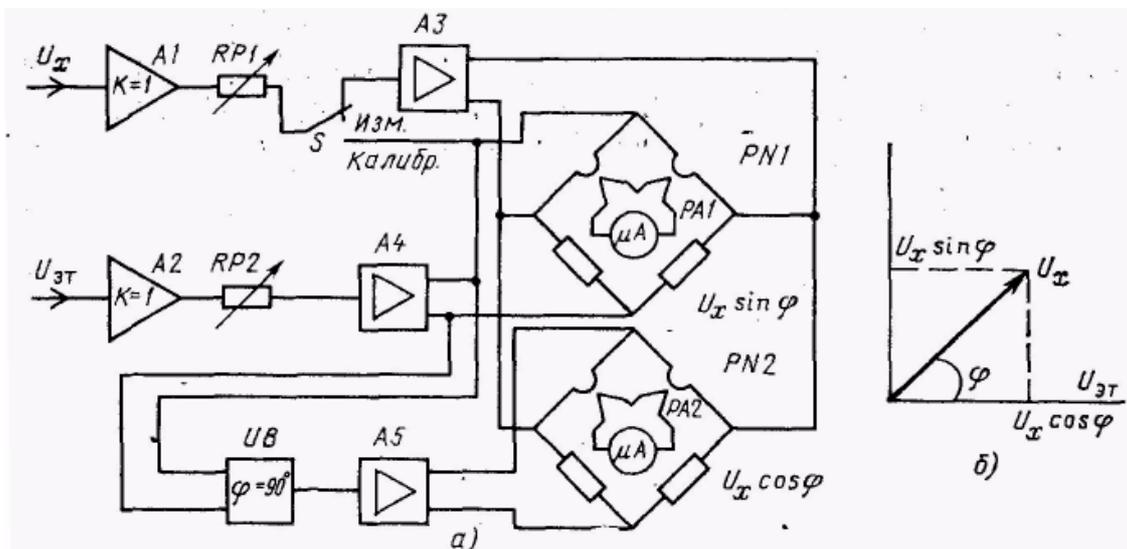


Рис. 6.35. Фазочувствительный вольтметр

Если принять $u_x = U_{mx} \sin(\omega t + \varphi)$, а $u_{эм} = U_{мэ} \sin(\omega t)$, то магнитоэлектрический индикатор баланса первого моста $PA1$ будет реагировать на сигнал

$$\bar{U}_{вых1} = K[U_{mx} \sin(\omega t + \varphi) + U_{мэ} \sin(\omega t)]^2,$$

а индикатор второго моста – на сигнал

$$\bar{U}_{вых2} = K[U_{max} \sin(\omega t + \varphi) + U_{мэ} \sin(\omega t + 90^\circ)]^2.$$

После несложных тригонометрических преобразований легко показать, что показания прибора $PA1$ будут

$$A_1 = KU_{mx} U_{мэ} \cos \varphi = K_1 U_x \cos \varphi,$$

где $K_1 = KU_{мэ}$, и показания прибора $PA2$

$$A_2 = KU_{mx} U_{мэ} \sin \varphi = K_1 U_x \sin \varphi.$$

Так как опорное напряжение всегда постоянно (вольтметр калибруется), то показания прибора $PA1$ моста $PN1$ пропорциональны проекции вектора измеряемого напряжения на направление вектора эталонного напряжения (рис. 6.35, б). Показания индикатора второго моста ($PN2$) пропорциональны проекции вектора измеряемого напряжения на ось мнимых величин.

Рассмотренный принцип измерения положен в основу работы фазочувствительных вольтметров В5-1 и В5-2.

6.10.2. Избирательные (селективные) вольтметры

Они применяются для измерения отдельных гармонических составляющих многочастотного сигнала, определения коэффициента гармоник, для проверки индикаторов мостовых схем и т. п. Приборы избирательного действия могут быть изготовлены на различных принципах. Чаще всего применяются приборы гетеродинного типа, близкие по своему устройству к радиоприемникам. На очень низких частотах используются избирательные RC -цепи.

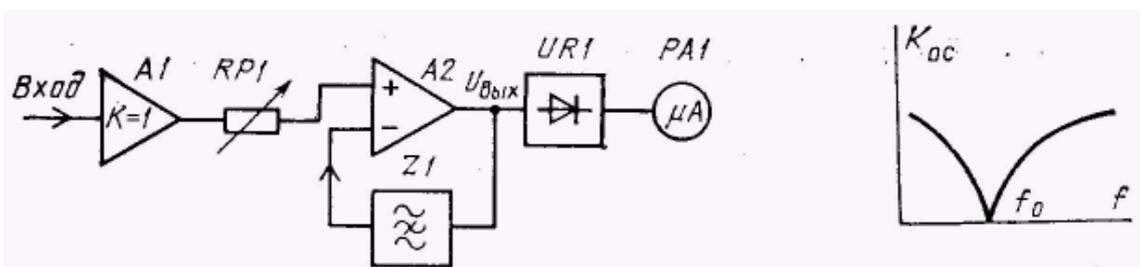


Рис. 6.36. Избирательный вольтметр

Избирательные вольтметры характеризуются, в первую очередь, диапазоном перестройки и полосой измеряемого сигнала.

На рис. 6.36 показана упрощенная схема избирательного вольтметра. Ее основой является широкополосный усилитель $A2$ с равномерной амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) и частотно-зависимой ООС.

При настройке RC -контура в цепи ООС на частоту сигнала коэффициент передачи по цепи обратной связи принимает минимальное значение, в результате чего возрастает коэффициент усиления основного тракта и напряжение $U_{\text{вых}}$ достигает максимума. По такой схеме собраны вольтметры типов В6-2, В6-4.

Большой чувствительностью и широким диапазоном измеряемых частот обладают гетеродинные избирательные вольтметры. Структурная схема такого вольтметра изображена на рис. 6.37.

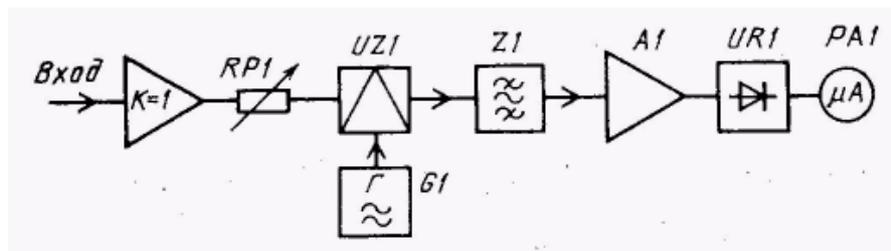


Рис. 6.37. Гетеродинный вольтметр

Входной сигнал частоты f_x преобразуется преобразователем частоты UZ в разностную частоту. При плавном изменении частоты гетеродина $G1$ можно подобрать частоту $f_2 - f_x = f_{np}$, на которую настроен полосовой фильтр $Z1$, и определить значение этого сигнала вольтметром. При постоянстве коэффициента преобразования показания индикаторного прибора $PA1$ пропорциональны сигналу данной гармонической составляющей на входе. Для перестройки в широком диапазоне частот и повышения избирательности применяют двух- и более кратное преобразование частоты. Примерами реализации такой схемы могут служить приборы В6-1, В6-5.

7. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ

7.1. Общие сведения

Диапазон частот, в котором приходится измерять мощность, чрезвычайно широк. При оценке экономичности радиоаппаратуры обычно интересуются потреблением энергии от сети переменного тока (50 Гц) или от источников постоянного тока. Верхняя граница частотного диапазона определяется частотой излучения лазера.

Методы и приборы, используемые для измерения мощности, зависят от частотного диапазона и величины мощности. В случае переменных токов наибольший интерес обычно представляет средняя (активная) мощность

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt = \frac{1}{T} \int_0^T p dt, \quad (7.1)$$

где u и i – мгновенные значения напряжения и тока; t – время; T – период колебаний. Произведение $p = ui$ называется мгновенной мощностью. При синусоидальных колебаниях (7.1) принимает вид

$$P = I^2 R; \quad P = UI \cos \varphi, \quad (7.2)$$

где U и I — среднеквадратические (действующие, эффективные) значения напряжения и тока; φ – фазовый сдвиг между U и I . При колебаниях произвольной формы оценить мощность можно с помощью ряда Фурье. В этом случае

$$P = U_0 I_0 + U_1 I_1 \cos \varphi_1 + U_2 I_2 \cos \varphi_2 + \dots + U_n I_n \cos \varphi_n, \quad (7.3)$$

где U_0 и I_0 – постоянные составляющие напряжения и тока; U_n и I_n – среднеквадратические значения напряжения и тока n -й гармоники; φ_n – фазовый сдвиг между U_n и I_n . При этом имеется в виду, что исследуемый объект имеет комплексное сопротивление и значения разности фаз между U_n и I_n для каждой гармоники имеют свое значение. Если исследуемый объект имеет чисто активное сопротивление R , то формула (7.3) принимает вид $P = I^2 R = UI$, где U и I – среднеквадратические значения напряжения и тока.

При измерении мощности импульсно-модулированных колебаний принято оценивать импульсную и среднюю мощность. В случае модуляции несущей прямоугольными импульсами (рис. 7.1) импульсная мощность

$$P_u = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} uidt = U_m I_m / 2, \quad (7.4)$$

где τ – длительность радиоимпульса.

Среднее значение мощности за период повторения импульсов T связано с импульсной мощностью соотношением

$$P_u = \frac{1}{T} \int_0^{\tau} uidt = \frac{U_m I_m}{2} \frac{\tau}{T} = P_u \frac{\tau}{T} \quad (7.5)$$

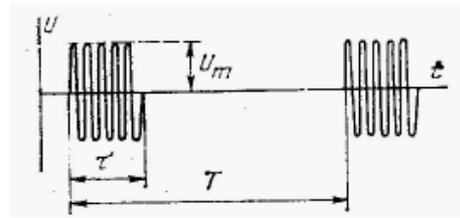


Рис. 7.1. Синусоидальные колебания

Импульсная мощность P_u всегда больше средней мощности, кроме случая $\tau = T$, что соответствует работе в непрерывном режиме без модуляции.

В радиотехнике широко используются следующие кратные и дольные единицы ватта: микроватт, милливатт, киловатт, мегаватт.

Кроме абсолютных единиц мощности, применяются также относительные единицы. Например, в технике связи принято значение любой измеряемой мощности P_x выражать в виде уровня мощности $P_x = 10 \lg(P_x / P_0)$, где P_0 – эталонная мощность. Если $P_0 = 1$ мВт, то P_x называют абсолютным уровнем мощности, обозначаемым дБм. Таким образом, измеряемому

уровню мощности $P_x = 1$ мВт соответствует уровень мощности 0 дБм. Если $P_x > 1$ мВт, уровень мощности выражается положительным числом, $P_x < 1$ мВт – отрицательным.

Относительные единицы мощности удобны, поскольку усиление и ослабление, вносимые радиотехническими устройствами, также оцениваются в децибелах. Например, если устройство вносит ослабление 30 дБ, то сигнал, поданный на его вход с уровнем мощности 25 дБ, будет иметь на выходе уровень 5 дБм.

7.2. Измерение мощности в цепях постоянного тока

Мощность, выделяемую на нагрузке, можно измерить косвенным методом. Так как $P = UI$, то измеряют напряжение на нагрузке U и ток I , протекающий через нагрузку, и результаты прямых измерений перемножают. На рис. 7.2 показаны две возможные схемы включения вольтметра PVI и амперметра PAI . В схеме на рис. 7.2, а ток, измеряемый амперметром I_A , отличается от тока, протекающего через нагрузку, на величину тока, протекающего через вольтметр I_V . Если $R_H \ll R_V$, погрешность метода измерения будет небольшой. Если указанное условие не выполняется и сопротивление нагрузки соизмеримо с сопротивлением вольтметра, целесообразно применять схему, изображенную на рис. 7.2, б. В этой схеме включения ток I_V не влияет на погрешность измерения, так как амперметр включен последовательно с нагрузкой и ток I_V через него не проходит. Что касается напряжения, то оно измеряется с систематической погрешностью, поскольку показания вольтметра определяются не только падением напряжения на сопротивлении нагрузки, но и падением напряжения на амперметре. Для высокоомной нагрузки справедливо соотношение $R_H \gg R_A$ и, следовательно, погрешность будет незначительной.

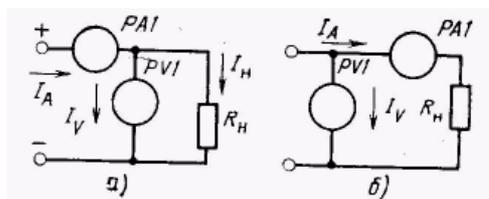


Рис. 7.2. Измерение мощности

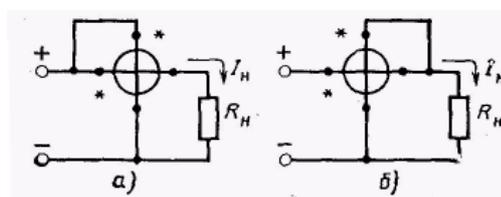


Рис. 7.3. Электродинамический ваттметр

Более просто мощность в цепях постоянного тока измеряется с помощью электродинамического ваттметра. Схема включения ваттметра в цепь показана на рис. 7.3. Электродинамический стрелочный механизм имеет две обмотки. Показание ваттметра (положительное или отрицательное) зависит от направления тока в обмотках катушек. Чтобы отличить «начала» обмоток катушек от их «концов», в ваттметрах «начала» обмоток обозначаются особым знаком * (звездочка) или ± (плюс, минус). Выводы,

обозначенные этим знаком, называются генераторными выводами или генераторными зажимами. Такое название обусловлено тем, что чаще всего они оказываются включенными в провода, идущие от источника тока (к генератору), а не к нагрузке. Ваттметр (рис. 7.3) имеет две цепи: одна из них включена последовательно с нагрузкой (обычно это неподвижные катушки), а другая – параллельно нагрузке. Через первую цепь протекает ток нагрузки I_n , ко второй приложено напряжение источника. В соответствии с этим первая цепь называется последовательной цепью ваттметра, а вторая – параллельной. Иногда для определения этих цепей применяют термины «цепь тока» и «цепь напряжения». Генераторный зажим токовой обмотки ваттметра всегда включается в сторону источника питания. Генераторный зажим обмотки напряжения для уменьшения методической погрешности можно подключить, как показано на рис. 7.3, *а*, *б*. Так же, как при измерении мощности методом вольтметра-амперметра, методическая погрешность возникает из-за шунтирующего действия нагрузки сопротивлением обмотки напряжения и падением напряжения на токовой обмотке. Сравнивая обе схемы, нетрудно заметить, что схему соединения *а* целесообразно применять при сравнительно большом сопротивлении нагрузки, а схему *б* при относительно малом сопротивлении нагрузки. Значение сопротивления токовой цепи указывается на циферблате прибора.

7.3. Измерение мощности в цепях переменного тока

Схемы, изображенные на рис. 7.3, могут применяться также для измерения мощности на переменном токе. Показания ваттметра определяются соотношением $P = UI \cos \varphi$. При этом фазовый сдвиг φ между током, протекающим через нагрузку, и напряжением на ней определяется характером нагрузки, которая может иметь активную и реактивную составляющие. Обычно ваттметры электромеханического типа используются для измерения мощности в цепях переменного тока частотой 50 Гц. С увеличением частоты проявляется индуктивный характер катушек и точность показаний ваттметра уменьшается, однако рабочая область частот ваттметров электродинамической системы может достигать нескольких килогерц. Так, например, ваттметр Д568 может применяться в диапазоне частот до 5 кГц. Ферродинамические ваттметры, содержащие магнитные сердечники, обладают более высокой чувствительностью, однако частотные свойства ферродинамических ваттметров хуже, чем электродинамических из-за потерь в сердечниках. Существенное расширение частотного диапазона достигается в выпрямительных и термоэлектрических ваттметрах (рис. 7.4, *а*, *б*). В выпрямительном ваттметре используются нелинейные свойства диодов. В схеме выполняются следующие условия: $R2 \ll R_n$ и $R3 \gg R_n$. При этом падение напряжения на резисторах $R2$ пропорционально току ($u_2 = R2 \cdot i$),

а напряжение u_3 пропорционально входному напряжению $u_3 = tu$ (здесь t – коэффициент деления делителя $R3$). Ток i' вызван суммой напряжений u_2 и u_3 , а ток i'' – их разностью. Показание стрелочного прибора $PA1$ пропорционально постоянной составляющей разности токов

$$i_n = i' - i'' \quad (7.6)$$

Если диоды обладают одинаковыми вольт-амперными характеристиками $i = au + bu^2$, то токи i' и i'' определяются выражениями

$$i' = a(u_2 + u_3) + b(u_2 + u_3)^2 \text{ и } i'' = a(u_2 - u_3) + b(u_2 - u_3)^2$$

Подставив значения i' и i'' в (7.4) и произведя необходимые сокращения, получаем

$$i_n = 2au_3 + 4bu_2u_3.$$

Заменив u_2 и u_3 их значениями, имеем

$$i_n = 2atu_3 + 4btui \quad (7.7)$$

Поскольку выпрямительные ваттметры строятся для переменного тока, введем напряжение $u = U_m \sin \omega t$ и ток $i = I_m \sin(\omega t - \varphi)$. Подставив значение тока и напряжения в (7.5), получим

$$i_n = 4bmR_2U_m I_m \cos \varphi + 2amU_m \sin \omega t - 2bmR_2U_m I_m \cos(\omega t - \varphi).$$

Показания прибора пропорциональны постоянной составляющей тока, следовательно

$$\alpha = 4cbmR_2U_m I_m \cos \varphi = kU_m I_m \cos \varphi, \quad (7.8)$$

где c – градуировочный коэффициент; α – угол отклонения стрелки; k – коэффициент пропорциональности. Из (7.8) видно, что отклонение стрелки прибора пропорционально активной мощности.

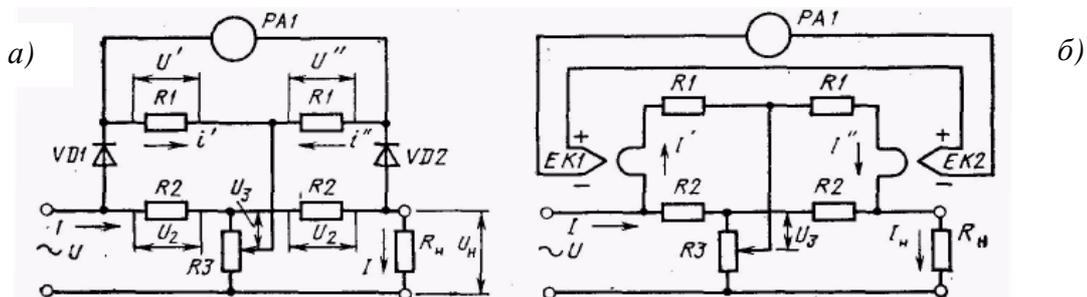


Рис. 7.4. Выпрямительные и термоэлектрические ваттметры

Схема рис. 7.4, б, построенная на термоэлектрических преобразователях, работает по тому же принципу, что и рассмотренная выше. Сопротивления $R1$ и $R2$ выбираются так, чтобы токи, протекающие через подогреватели термопреобразователей $EK1$ и $EK2$ с сопротивлением r были ничтожно малыми по сравнению с током, протекающим через нагрузку.

В этом случае

$$I' = (R_2 I + mU)/(R_1 + r) \text{ и } I'' = (R_2 I - mU)/(R_1 + r) \quad (7.9)$$

Термо-ЭДС пропорциональна квадрату эффективного значения тока, протекающего через подогреватель. Поскольку термоэлектрические преобразователи включены встречно, отклонение стрелки прибора PAI пропорционально разности $\Delta E = E_1 - E_2$, которая определяется соотношением

$$\Delta E = E_1 - E_2 = k(I')^2 - k(I'')^2 \quad (7.10)$$

Подставляя значения токов и выполняя необходимые сокращения, получаем

$$\Delta E = \frac{2kmR_2}{(R_1 + r)^2} IU = cIU \quad (7.11)$$

Таким образом, показание прибора, измеряющего разность термо-ЭДС, пропорционально мощности, потребляемой нагрузкой. Термоэлектрические ваттметры работают в диапазоне частот до 1 МГц.

7.4. Общая характеристика методов измерения мощности на высоких и сверхвысоких частотах

С увеличением частоты возникают трудности с измерением тока и напряжения. Поэтому в диапазоне 0,001 – 37,5 ГГц измерение мощности является одним из распространенных видов измерений. По своему назначению ваттметры, работающие в этом диапазоне, делятся на две подгруппы: ваттметры поглощаемой мощности (МЗ) и ваттметры проходящей мощности (М2).

Ваттметры поглощаемой мощности применяются, когда необходимо измерить мощность в нагрузке, согласованной с линией передачи или источником сигнала. В этом случае в роли нагрузки выступает сам ваттметр. Ваттметры проходящей мощности служат для измерения мощности в линиях передачи, работающих на произвольную нагрузку. В этом случае ваттметр поглощает лишь незначительную часть энергии, проходящей по линии передачи.

По уровню измеряемых мощностей ваттметры делятся на ваттметры малой мощности (до 10 мВт), средней мощности (10 мВт – 10 Вт) и большой мощности (свыше 10 Вт). По точности (по пределу основной приведенной погрешности) ваттметры подразделяются на восемь классов: 1,0; 1,5; 2,5; 4,0; 6,0; 10,0; 15,0; 25,0. По измеряемому параметру они делятся на ваттметры средней мощности и ваттметры импульсной мощности.

В диапазоне СВЧ важное значение имеет согласование измерителя мощности с генератором и соединительной линией. При измерении максимальной мощности, которую можно получить от генератора или усилителя, используется ваттметр поглощаемой мощности. Включение ваттметра поглощаемой мощности показано на рис. 7.5.

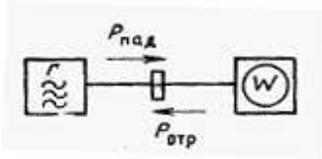


Рис. 7.5. Ваттметр поглощаемой мощности

Мощность, поступающая в линию и поглощаемая в нагрузке, зависит от электрической длины линии, т. е. от соотношения между геометрической длиной линии и длиной волны колебаний, происходящих в линии.

В диапазоне СВЧ геометрическая длина линии оказывается соизмеримой с длиной волны.

В случае присоединения нагрузки к генератору через линию передачи, волновое сопротивление которой отличается от полного сопротивления нагрузки, происходит отражение электромагнитной волны от нагрузки ($P_{отр}$ на рис. 7.5) и в линии возникают стоячие волны. При измерении мощности падающей волны $P_{пад}$, отдаваемой генератором, необходимо обеспечить полное согласование выходного сопротивления исследуемого генератора с линией передачи и с входным сопротивлением ваттметра. Показания ваттметра в этом случае соответствуют выходной мощности генератора $P_W = P_{пад}$.

Большинство ваттметров имеет нагрузочные элементы, в которых преобразуется не вся мощность, следовательно

$$P_W = \eta P_{пад} \quad (7.12)$$

где η – коэффициент преобразования мощности ваттметра; P_W – показания ваттметра.

Если с линией передачи не согласована только нагрузка ваттметра, падающая мощность, отдаваемая генератором, определяется по формуле

$$P_{пад} = \frac{P_W}{\eta} \frac{2 + K_n + 1/K_n}{4}, \quad (7.13)$$

где K_n – коэффициент стоячей волны напряжения, обусловленной отражением от нагрузки ваттметра.

Зависимость от коэффициента стоячей волны (КСВ) отношения мощности P_n , поглощаемой нагрузкой ваттметра, к мощности $P_{пад}$ генератора описывается выражением

$$P_n / P_{пад} = 4 / (2 + K + 1/K). \quad (7.14)$$

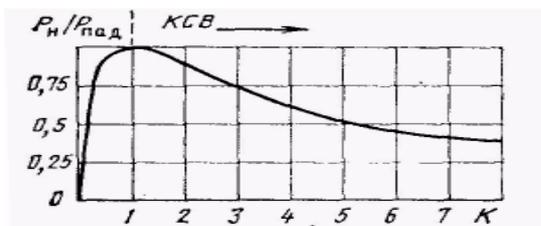


Рис. 7.6. Зависимость коэффициента стоячей волны

Графически эта зависимость показана на рис. 7.6. Из графика видно, что максимальная мощность, поглощаемая в нагрузке, соответствует $K_n = 1$, т.е. случаю согласования.

В общем случае, когда с линией передачи не согласованы ни генератор, ни нагрузка ваттметра, возникают многократные отражения от ваттметра и генератора. При этом падающая мощность, действующая на ваттметр, будет зависеть от коэффициентов стоячей волны K_n и K_z , которые определяются значениями коэффициентов отражения от нагрузки и от генератора. Если известны K_n и K_z , оценивают среднюю мощность

$$P_{Wcp} = (P_{W1} + P_{W2})/2, \quad (7.15)$$

где P_{W1} и P_{W2} – наибольшие отклонения измеряемой мощности от среднего значения, определяемые из соотношений

$$P_{W1} = \eta P_{пад} \frac{K_n(K_z + 1)^2}{(K_n + K_z)^2}; \quad P_{W2} = \eta P_{пад} \frac{K_n(K_z + 1)^2}{(K_n K_z + 1)^2} \quad (7.16)$$

Для измерения проходящей мощности ваттметр включается в разрыв линии передачи генератор – нагрузка (рис. 7.7). При таком включении волны, отраженные от ваттметра проходящей мощности, генератора и нагрузки, могут вызывать значительную погрешность измерений.

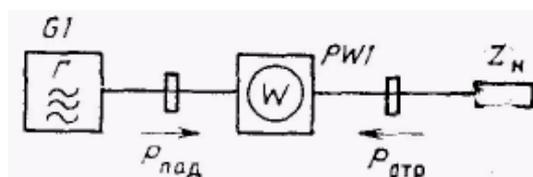


Рис. 7.7. Ваттметр проходящей мощности

В отличие от ранее рассмотренного случая отражения могут возникать от обоих концов ваттметра. Ваттметрами поглощаемой мощности можно измерять проходящую мощность, если в разрыв линии генератор – нагрузка включить направленный ответвитель. Для обеспечения согласования выпускаемые генераторы обычно имеют стандартное выходное сопротивление, равное волновому сопротивлению стандартных фидеров (коаксиальных линий) и волноводов.

7.5. Измерение мощности с помощью терморезисторов

Одним из основных методов измерения мощности в диапазоне СВЧ является метод, основанный на измерении сопротивления терморезистора, помещенного в электромагнитное поле. Терморезисторы полупроводниковые и металлические, называемые болометрами, обладают свойством сильно изменять свое сопротивление при изменении температуры.

Полупроводниковый терморезистор представляет собой шарик (бусинку) диаметром около 0,5 мм. Материал, из которого изготавливается термистор, включает в свой состав смесь окислов марганца, железа, меди, никеля. Шарик 1 (рис. 7.8, а) закрепляется с помощью двух проволочных

электродов 4. После термической обработки шарик покрывают стеклянной пленкой. Электроды 4 приваривают к более толстым выводам 2, имеющим диаметр 0,5 – 0,7 мм. Вся конструкция заключена в стеклянный баллон 3.

Болометр (рис. 7.8, б) состоит из тонкой платиновой или вольфрамовой нити 1, запаянной в стеклянном баллоне 2, через который сделаны выводы 3. Диаметр нити 10 – 15 мкм. Нить и выводы располагают на одной

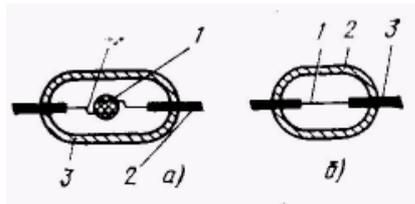


Рис. 7.8. Терморезистор и болометр

линии, что облегчает включение болометра в коаксиальную линию и волновод. Длина нити выбирается так, чтобы она была не более $0,1 \lambda$, где λ – длина волны исследуемых колебаний. Для увеличения допустимой рассеиваемой мощности баллон заполняется инертным газом (аргоном).

Другим видом является болометр пленочной конструкции. Он изготавливается осаждением тонкой металлической пленки на основание из стекла или слюды. Пленочные болометры обладают рядом преимуществ. Главное из них в том, что активное сопротивление болометра сохраняется в широком диапазоне длин волн (включая миллиметровый диапазон). Кроме того, благодаря определенной форме конструкции пленочный болометр можно включать в линию передачи, не прибегая к дополнительным согласующим устройствам. Пленочный болометр не боится тепловых перегрузок.

Основными характеристиками терморезистора являются зависимость его сопротивления от рассеиваемой мощности $R = f(P)$ и чувствительности, т. е. крутизны характеристики $S = dR/dP$ или $S = \varphi(P)$. Чувствительность измеряется в омах на милливатт.

На рис. 7.9 и 7.10 показаны зависимости сопротивлений полупроводникового терморезистора R_T и болометра R_b от рассеиваемой на них мощности. Из рисунков видно, что: а) сопротивление R_T изменяется в значительно больших пределах, чем R_b ; б) температурный коэффициент сопротивления (TKR) у терморезистора отрицательный (сопротивление уменьшается с увеличением рассеиваемой мощности, а следовательно температуры), у болометра – положительный; в) крутизна характеристики S , а значит, и чувствительность у полупроводникового терморезистора больше, чем у болометра.

Кроме того, характеристика $R = f(P)$ зависит от температуры окружающей среды, что видно из рис. 7.9, где показаны характеристики при исходной температуре (– 40; 0 и +40) °С.

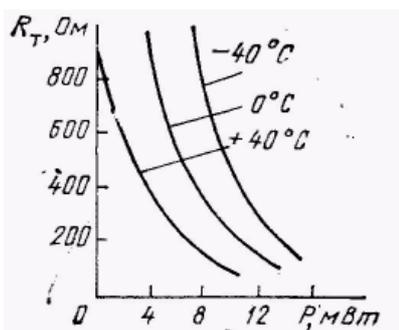


Рис. 7.9. Температурная зависимость

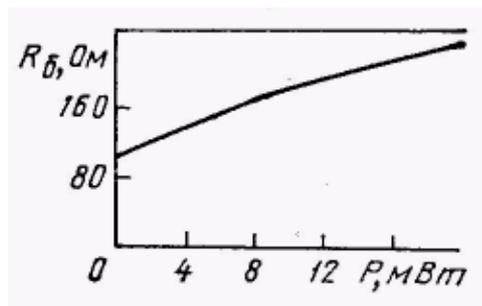


Рис. 7.10. Зависимость температуры от рассеиваемой мощности

Современные терморезисторы имеют чувствительность 10 – 100 Ом/мВт, что позволяет использовать их для измерения малых мощностей (от единиц микроватт до единиц милливатт). Чувствительность болометров невысока (4 – 5 Ом/мВт), их можно применять для измерения мощностей от 1 – 2 мВт до 1 Вт.

Для терморезисторов характерна сравнительно большая тепловая инерционность, поэтому они автоматически усредняют измеряемую мощность и могут применяться для измерения импульсной мощности.

Недостатком терморезистора является сильная зависимость их характеристик от температуры окружающей среды, что вынуждает применять в ваттметрах термокомпенсацию. Для болометра характерны слабое влияние температуры окружающей среды и малая инерционность, однако сравнительно большие геометрические размеры ограничивают их применение на частотах выше 3 ГГц.

Мерой мощности СВЧ в измерителях мощности служит изменение сопротивления терморезистора, которое изменяется с помощью мостовых схем. Мостовые схемы различаются по способу питания – постоянным током или током низкой частоты. Принципиальная электрическая схема моста постоянного тока изображена на рис. 7.11, а. При отсутствии колебаний СВЧ через терморезистор протекает постоянный ток, создаваемый источником питания E . Уравновешивание моста достигается изменением тока через терморезистор RK переменным резистором $R1$. Ток через терморезистор изменяет его температуру, а следовательно, и его сопротивление R_T .

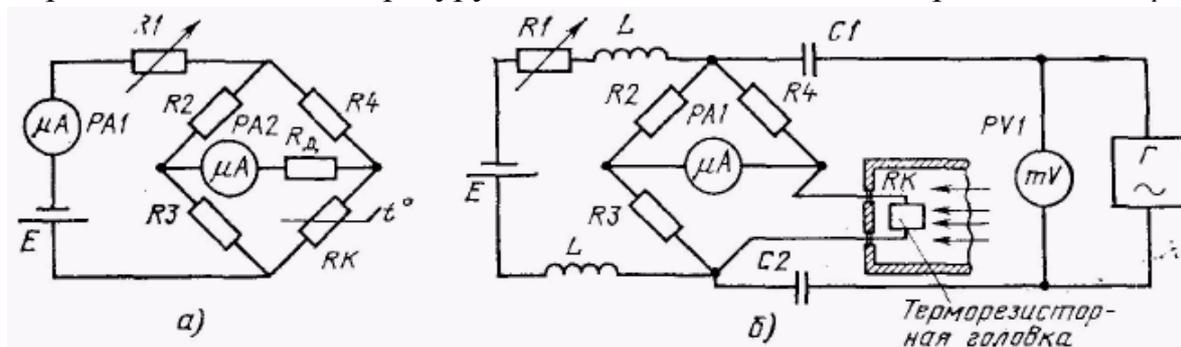


Рис. 7.11. Мост постоянного тока

Положим, что баланс моста наступает при токе I_0 , протекающем по общей цепи и измеряемом миллиамперметром $PA1$. Баланс моста контролируется с помощью микроамперметра $PA2$, включенного в диагональ. Сопротивления плеч моста выбраны так, что при балансе через терморезистор протекает половина тока I_0 , и мощность, рассеиваемая терморезистором $P_0 = (I_0/2)^2 R_T = I_0 R_T / 4$. Затем подают колебания СВЧ и резистором RI восстанавливают баланс моста при токе I_1 . Мощность источника постоянного тока, рассеиваемая на терморезисторе, составит $P_1 = (I_1/2)^2 R_T = I_1 R_T / 4$, а измеряемая мощность

$$P_{СВЧ} = P_0 - P_1 = 0,25(I_0^2 - I_1^2). \quad (7.17)$$

Рассмотренный метод измерения является косвенным, так как после измерения токов I_0 и I_1 необходимо определять мощность по формуле (7.17). Точность измерения определяется в основном точностью измерения разности токов I_0 и I_1 .

Применяются также уравновешенные мосты с непосредственным отсчетом. Принципиальная электрическая схема такого моста дана на рис. 7.11, б. Мост уравновешивают при отсутствии измеряемых колебаний СВЧ с помощью источника постоянного тока и генератора звуковой частоты G . От генератора звуковой частоты подводят к мосту определенную мощность, о величине которой судят по показанию электронного вольтметра PVI (напряжение U_1). Окончательное уравновешивание моста осуществляется резистором RI , регулирующим подводимую к мосту мощность постоянного тока. Этот же резистор позволяет устранить разбалансировку моста, вызываемую колебаниями окружающей температуры.

При подаче колебаний СВЧ нарушившийся баланс моста восстанавливается уменьшением мощности звуковой частоты. При этом вольтметр PVI покажет напряжение U_2 , измеряемая мощность будет $P = (U_1^2 - U_2^2) / 4R_{RK}$

Электронный вольтметр можно проградуировать непосредственно в единицах мощности. Полному отклонению стрелки будет соответствовать нулевая мощность СВЧ.

Рассмотренные схемы построения измерителей мощности основаны на принципе эквивалентного замещения мощностью постоянного (или низкочастотного) тока мощности СВЧ сигнала. Одной из характерных погрешностей измерителей мощности такого типа является нестабильность температурного режима терморезистора во времени. Уход нуля отсчетного прибора в процессе измерений вызывается колебаниями температуры терморезистора под действием как внешних источников тепла, так и вследствие самопрогрева головки мощностью, рассеиваемой непосредственно

терморезистором. Для уменьшения погрешности используются методы термокомпенсации ухода нуля с помощью второго термокомпенсирующего терморезистора, который регулирует мощность подогрева рабочего термистора при изменении температуры.

Несовершенство конструкций терморезисторных (болومترических) головок также является источником погрешностей. В терморезисторных головках происходят потери мощности СВЧ в стыках волноводных или коаксиальных линий передачи, потери мощности в подводящих проводах внутри головки, терморезисторы имеют различную чувствительность к мощностям СВЧ и постоянного тока. Все эти недостатки вызывают систематические погрешности. Чтобы их учесть, вводится коэффициент преобразования $\mu = P_{\text{з}} / P_{\text{п}}$, где $P_{\text{з}}$ и $P_{\text{п}}$ – действительные значения мощностей замещающей и поглощенной в головке. Коэффициент преобразования η может быть как меньше, так и больше единицы. В старых конструкциях головок потери мощности СВЧ были настолько велики, что коэффициент η был всегда меньше единицы. В современных головках с малыми потерями мощности СВЧ с резистором, включенным последовательно с терморезистором, можно получить $\mu \geq 1$. Для исключения систематической погрешности, обусловленной несовершенством измерительной головки, необходимо определить ее коэффициент преобразования η и разделить величину замещающей мощности, измеренную мостом, на этот коэффициент: $P = P_{\text{з}} / \eta$. Определение коэффициента преобразования головки η называют аттестацией по коэффициенту преобразования.

7.6. Калориметрический метод измерения мощности

Калориметрический метод измерения мощности колебаний СВЧ отличается высокой точностью. Метод является универсальным и используется для измерения мощности от единиц милливольт до сотен киловатт во всем радиотехническом диапазоне частот. Сущность метода состоит в определении количества тепла, которое выделяется при рассеивании электромагнитной энергии согласованной нагрузкой, которая является составной частью калориметра. В качестве нагреваемого рабочего тела калориметра обычно используется вода. Вода может либо охлаждать нагрузочный резистор, либо сама являться нагрузкой. На СВЧ даже дистиллированная вода имеет угол потерь примерно 0,1. На частотах ниже 1 ГГц для увеличения поглощения, т. е. увеличения потерь, в воду добавляют примеси (хлористый натрий, глицерин). В измерителях мощности обычно используются поточные калориметры, в которых мерой мощности колебаний СВЧ является разность температур непрерывно текущей жидкости на входе и выходе устройства.

Поточные калориметры бывают открытые, в которых водопроводная вода используется один раз, и замкнутые, в которых жидкость непрерывно циркулирует в замкнутом контуре под действием насоса и охлаждается в радиаторе. Мощность колебаний СВЧ, поглощаемых в нагрузке с проточной водой, определяется по разности температур на входе (T_1) и на выходе (T_2) калориметра.

Для определения мощности пользуются формулой $P = 4,17cv\Delta T$ Р, где c – теплоемкость жидкости (для воды $c = 1$); v – расход воды (объем воды, протекающей через нагрузку, $см^3 / с$); ΔT – разность температур T_1 и T_2 на входе и выходе калориметра.

Если измерять расход воды v в литрах в минуту и полагать его постоянным, то рассеиваемая мощность СВЧ оказывается пропорциональной разности температур: $P = \alpha\Delta T$, где $\alpha = 69,5$ Вт/°С.

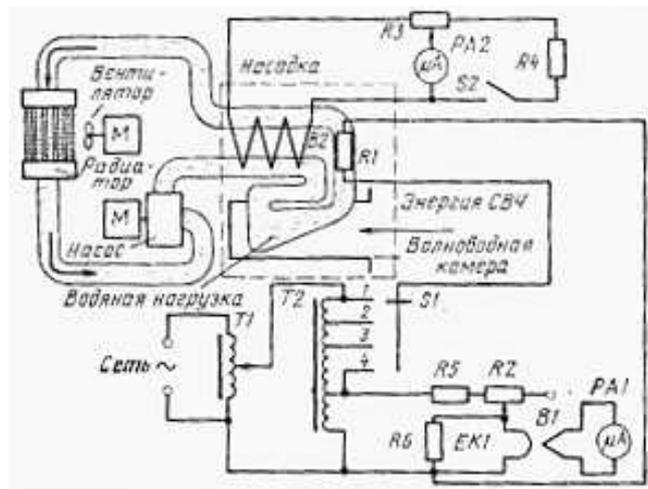


Рис. 7.12. Калориметрический метод измерения мощности

Схема ваттметра калориметрического типа показана на рис. 7.12. Замкнутая водяная система состоит из охлаждаемого радиатора, насоса, водяной нагрузки и соединительных трубопроводов. Вентилятор радиатора и водяной насос приводятся в действие электродвигателями (M). Водяная нагрузка состоит из волноводной камеры с закрепленным внутри стеклянным конусом, заполненным водой. Вода протекает по замкнутому контуру с определенной скоростью. Форма конуса выбирается из условий полного поглощения энергии водяной нагрузкой. Конструктивно волноводная камера и водяная нагрузка выполняются в виде отдельного блока, называемого насадкой. Насадка к исследуемому генератору присоединяется с помощью волноводного перехода. Обычно приборы комплектуются набором волноводных переходов.

Разность температур на входе и выходе водяной нагрузки измеряется с помощью термопреобразователя (EKI). Термодпары, входящие в его состав, включены так, что развиваемые в них ЭДС направлены навстречу. Измерительный прибор $PA2$ проградуирован в единицах мощности. Однако его по-

казания зависят от скорости протекания воды. Для калибровки мощности в выходном трубопроводе водяной нагрузки помещают спираль $R1$, на которую поступает энергия от сети переменного тока. Величина этой энергии регулируется с помощью автотрансформаторов $T1$ (плавно) и $T2$ (ступенчато). Мощность, рассеиваемая на спирали $R1$, измеряется с помощью термопреобразователя $B1$ и измерительного прибора $PA1$. При установленном расходе воды с помощью прибора $PA1$ измеряется мощность калибровки. Затем переменным резистором $R3$ устанавливается такое же показание прибора $PA2$. После окончания процесса калибровки на вход насадки подаются колебания СВЧ и определяют их мощность по показанию $PA2$. Калибровка справедлива при постоянной скорости протекания воды. В замкнутых водяных системах она поддерживается с высокой точностью. Преимущество рассмотренного метода в том, что не требуется измерять расход воды.

Приборы, работающие по рассмотренной схеме, позволяют измерить среднюю мощность как гармонических (с постоянной амплитудой), так и импульсно-модулированных колебаний. Диапазон измеряемых мощностей обычно простирается от нескольких ватт до нескольких киловатт. Пределы измеряемой мощности устанавливаются с помощью переключателя $S2$.

Систематические погрешности рассмотренного метода измерения мощности определяются неполным согласованием нагрузки с линией передачи энергии от генератора к насадке, утечкой энергии СВЧ, несовершенством термоизоляции установки. Другими составляющими полной погрешности являются погрешности из-за непостоянства расхода воды и колебаний ее температуры на входе нагрузки, погрешность измерения замещающей мощности колебаний низкой частоты, погрешности вследствие неэквивалентности тепловых преобразований колебаний низкой частоты и СВЧ. Общая погрешность измерения калориметрическим методом составляет обычно 5 – 7 %. В образцовых приборах она снижена до 1 %.

7.7. Измерение мощности СВЧ по напряжению, выделяемому на известном сопротивлении

Мощность, развиваемую генератором, можно измерить по величине напряжения на нагрузке. Для этого необходимо соединить генератор с нагрузкой фидером и обеспечить в линии режим бегущей волны. Если напряжение на нагрузке имеет амплитуду U_m , то измеряемая мощность $P_n = U_m^2 / 2R_n$. Напряжение на нагрузке сопротивлением R_n измеряется пиковым вольтметром.

В качестве нагрузочного сопротивления в измерителях такого типа обычно используется поверхностный углеродистый ВЧ резистор, заключенный в согласующий экран. Сопротивление резистора выбирается равным волновому сопротивлению фидера (например, 75 Ом). Размеры и конфигурация экрана (рис. 7.13) подбираются так, чтобы обеспечить согласование нагрузки с линией в рабочем диапазоне частот.

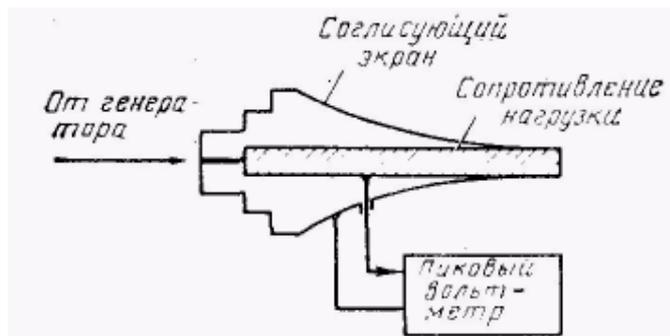


Рис. 7.13. Использование пикового ваттметра

Измеряемая ВЧ мощность поступает через фидер. Напряжение ВЧ снимается с части нагрузочного сопротивления и измеряется пиковым вольтметром. Значение измеряемой ВЧ мощности отсчитывается по шкале индикаторного прибора, проградуированной в единицах мощности.

Приборы, основанные на данном методе, могут измерять мощность не только в режиме непрерывной генерации, но и импульсную мощность.

Погрешности измерения мощности при использовании данного метода определяются неполным согласованием нагрузки с фидером, погрешности измерения напряжения пиковым вольтметром – изменением сопротивления нагрузки при нагреве.

7.8. Измерители мощности, основанные на использовании пондемоторного (механического) действия электромагнитного поля

Наличие механического давления электромагнитных волн на отражающую поверхность впервые было установлено русским физиком П.Н. Лебедевым в 1899 г. Величина этого давления пропорциональна значению вектора Умова – Пойнтинга. Следовательно, измеряя величину механического давления, можно определить мощность электромагнитных колебаний.

Принцип работы пондемоторного ваттметра упрощенно можно представить следующим образом. В прямоугольном волноводе, возбуждаемом волной типа H_{10} , механизм передачи электромагнитной волны можно представить как результат многократного отражения электромагнитных волн от стенок волновода. Механическое давление электромагнитных волн можно измерить, если удалить часть стенки волновода и заменить ее упругой пластиной, связанной с датчиком механического давления (например, пьезоэлектрического), вырабатывающего сигнал в зависимости от мощности колебаний СВЧ.

На практике чаще всего применяются пондемоторные ваттметры крутильного типа, основанные на измерении вращающего момента, действующего со стороны электромагнитного поля на подвижный элемент, находящийся внутри волновода. В качестве подвижного элемента используется тонкая металлическая пластина, подвешенная на упругой нити (рис. 7.14).

Величина вращающегося момента оказывается максимальной, если пластина составляет с поперечной плоскостью сечения волновода угол 45° . В исходном положении пластина 1 устанавливается под углом 45° , при этом показания, отсчитываемые по шкале прибора 2, соответствуют нулю. Шкала нанесена на поверхность круглой пластины, укрепленной на оси 3. Нижняя часть оси соединена с демпфером масляного типа 4. В ряде конструкций ваттметров пондемоторного типа используются оптические методы индикации угла поворота подвижной части, что увеличивает точность отсчета.

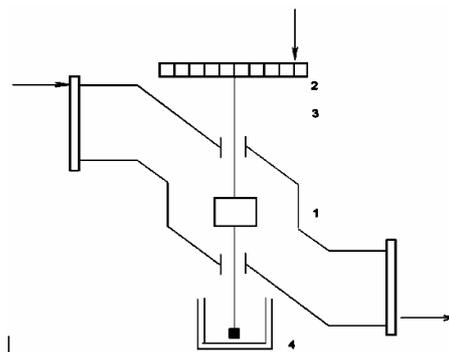


Рис. 7.14. Пондемоторный метод

Пондемоторные ваттметры относятся к высокоточным измерителям мощности. Можно сконструировать приборы с погрешностью измерения не более 1 – 1,5 %. Основными источниками погрешности являются механические вибрации, неточность калибровки, а также нарушение конфигурации поля в волноводе из-за наличия пластин и отверстий в волноводе.

К преимуществам пондемоторных ваттметров следует отнести малую потребляемую мощность, малую инерционность, устойчивость к перегрузкам. Последнее дает возможность использовать пондемоторные ваттметры как для измерения малой мощности, так и для измерения очень больших мощностей (от одного милливатта до десятков мегаватт). Следует также отметить и практически неограниченные частотные пределы ваттметров пондемоторного типа, позволяющие измерять мощность электромагнитных колебаний даже в оптическом диапазоне частот.

7.9. Измерение проходящей мощности

При неполном согласовании по линии, соединяющей генератор с нагрузкой, распространяются две волны: падающая с амплитудой $U_{пад}$ распространяется от генератора к нагрузке, отраженная с амплитудой $U_{отр}$ – от нагрузки к генератору. Проходящей мощностью называют мощность, поступающую в нагрузку: $P = P_{пад} - P_{отр}$. Чтобы ее определить, необходимо измерить мощности падающей и отраженной волн. Для их измерения удобно отвести определенную часть энергии, проходящей по линии передачи. Эта задача решается с помощью устройства, называемого направленным ответвителем.

Направленный ответвитель состоит из двух линий – главной и вспомогательной. По главной линии распространяется падающая волна от генератора к нагрузке и отраженная от нагрузки к генератору. Эта линия может быть нагружена на любое сопротивление. Вспомогательная линия

работает в режиме согласования с обеих сторон. Во вспомогательную линию энергия поступает из главной линии через элементы связи. На рис. 7.15 изображена конструкция направленного ответвителя волнового типа.

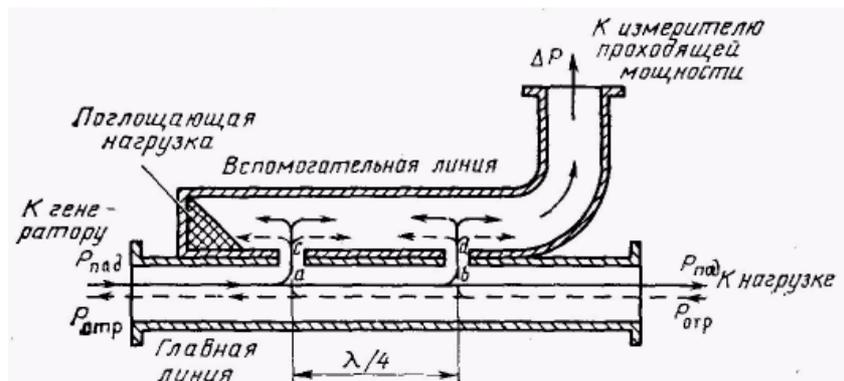


Рис. 7.15. Измерение проходящей мощности

Коаксиальный направленный ответвитель строится аналогичным образом. Как видно из рис. 7.15, в волноводном ответвителе связь между вспомогательной и главной линиями осуществляется через общие отверстия в прилегающих стенках. Эти отверстия выполнены так, что расстояние между их центрами равно четверти длины волны, распространяющейся в волноводе. Направления распространения падающей волны показаны на рисунке сплошными линиями, а отраженной – пунктирными. Падающая волна через щели связи возбуждает колебания во вспомогательной линии. В точках c и d энергия этих колебаний разветвляется в двух направлениях. Часть энергии направляется к измерителю проходящей мощности, а часть – к закрытому концу волновода, где расположена поглощающая нагрузка. Энергия, поступающая на выход направленного ответвителя, складывается из энергий двух колебаний, образующихся во вспомогательном волноводе за счет обоих отверстий связи. Расстояния $a - c - d$ и $a - b - d$ равны, поэтому в точке d колебания складываются в фазе. В точке c также происходит сложение колебаний, образованных падающей волной. Однако, поскольку расстояния $a - c$ и $a - b - d - c$ отличаются на $\lambda/2$, происходит их взаимная компенсация.

Отраженная волна также отдает часть своей энергии во вспомогательную линию, так как она распространяется в обратном направлении и компенсация колебаний происходит в точке d , а сложение в точке c . Таким образом, отраженная волна во вспомогательном волноводе будет распространяться влево и поглотится в нагрузке. Из приведенных рассуждений ясно, что измеритель мощности, подключенный к выходу вспомогательной линии, позволит измерить мощность, пропорциональную мощности падающей волны. Для оценки полной мощности падающей волны необходимо знать величину переходного ослабления направленного ответвителя:

$C = 10 \lg(P_{\text{пад}} / \Delta P_{\text{пад}})$, дБ. Здесь $\Delta P_{\text{пад}}$ – ответвленная во вспомогательный волновод часть падающей мощности, $P_{\text{пад}}$ – падающая мощность в основном волноводе. Величина C определяется конструкцией направленного ответвителя и может составлять 10 – 30 дБ. Другим важным параметром направленного ответвителя является коэффициент направленности: $D = 10 \lg(\Delta P_{\text{пад}} / \Delta P_{\text{отр}})$. Здесь $\Delta P_{\text{пад}}$ и $\Delta P_{\text{отр}}$ – соответственно мощности падающей и отраженной волн на выходе вспомогательного волновода. Чем больше D , тем лучше разделение падающей и отраженной волн, осуществляемое направленным ответвителем, и точнее измерения. Коэффициент направленности обычно составляет 20 – 40 дБ и зависит от частоты. Дело в том, что необходимые фазовые соотношения выполняются в направленном ответвителе лишь в случае, когда расстояние между отверстиями связи равно четверти длины волны, распространяющейся в основном волноводе. При измерении длины волны коэффициент направленности ухудшается. Для расширения частотного диапазона в направленном ответвителе увеличивают число отверстий связи. Однако коэффициент перекрытия (отношение максимальной частоты, на которой работает ответвитель, к минимальной) обычно не превышает 1,5 для волноводных конструкций и 2 – для коаксиальных.

Изменение мощности отраженной волны, необходимое для определения проходящей мощности, может быть осуществлено тем же направленным ответвителем, если его развернуть на 180° . Энергия, поступающая на его выход, будет пропорциональна мощности отраженной волны.

7.10. Метод измерения мощности, основанный на эффекте Холла

Эффект Холла заключается в возникновении ЭДС Холла между двумя противоположными гранями образца металла или полупроводника в виде параллелепипеда, если перпендикулярно одним из оставшихся граней имеется направленное движение носителей заряда, а перпендикулярно другим приложено магнитное поле (рис. 7.16).

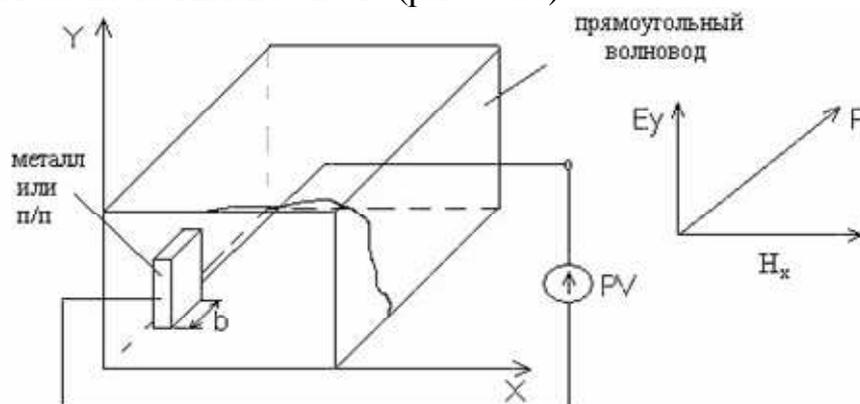


Рис. 7.16. Эффект Холла

Под влиянием электрической составляющей поля в образце возникает движение зарядов. А под влиянием поперечной магнитной составляющей, вследствие силы Лоренца, носители заряда будут смещены в направлении оси волновода. В результате возникает разность потенциалов U_x , которая определяется по формуле

$$U_x = \gamma \cdot \kappa \cdot P_{np} = R \cdot P_n = R \cdot P_{np} (1 - (\Gamma_H)^2), \quad (7.18)$$

где γ – постоянная величина, зависит от свойства образца; κ – коэффициент, зависящий от типа волны и частоты; R – постоянный коэффициент, характеризующий свойства образца (тип волновода и частоту); P_{np} – проходящая мощность; P_n – падающая мощность; Γ_H – коэффициент отражения от нагрузки.

7.11. Метод, использующий неоднородный разогрев зарядов в полупроводниках

Он состоит в использовании термо-ЭДС «горячих» носителей, возникающей на концах полупроводникового образца с неоднородной концентрацией носителей зарядов при неравномерном разогреве его полем СВЧ. Физически это объясняется тем, что в местах расположения неоднородностей имеют место внутренние ЭДС, обусловленные контактной разностью потенциалов.

Величина термо-ЭДС

$$e \approx \frac{k \cdot k_1 \cdot P}{l} \ln\left(\frac{n_1}{n_2}\right) = k_2 \cdot P, \quad (7.19)$$

где k – постоянная Больцмана; k_1 и k_2 – константы; P – мощность СВЧ, рассеиваемая в образце; n_1 и n_2 – концентрация носителей заряда в областях, наиболее отличающихся по концентрации.

Диапазон частот от 5,6 до 37,5 ГГц.

Мощность от 0,1 до 100 мВт.

Составляющие погрешности: погрешность образцового прибора; погрешность, обусловленная нелинейностью показаний при измерении мощности; погрешность из-за дрейфа нуля; погрешность рассогласования.

7.12. Измерение импульсной мощности

Импульсная мощность – средняя за время импульса мощность

$$P_u = \frac{P_{cp}}{F_u \cdot \tau_u} = P_{cp} \cdot Q, \quad (7.20)$$

где τ_u – длительность импульса; F_u – частота импульса; Q – скважность.

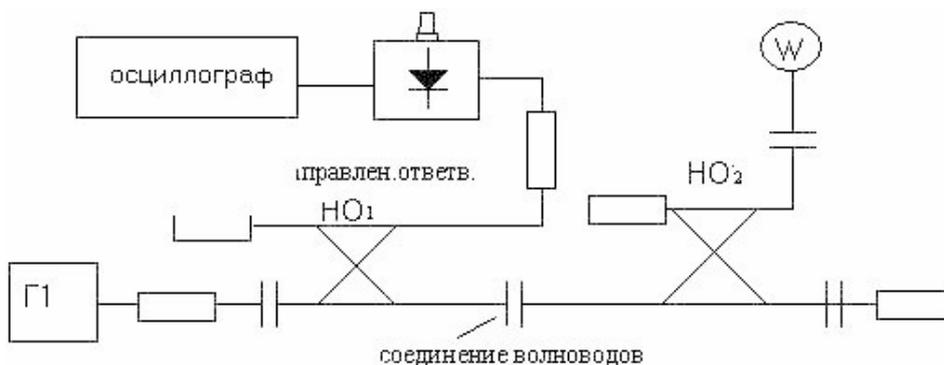


Рис. 7.17. Измерение импульсной мощности

Средняя мощность сигнала, поступающего от генератора Г1, измеряется ваттметром W, а скважность Q после детектирования определяется по осциллографу (рис. 7.17).

8. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ

8.1. Общие сведения

Основные определения и термины, относящиеся к измерению частоты (ГОСТ 15855-70 и ГОСТ 16465-70):

Период T периодического сигнала – параметр, равный наименьшему интервалу времени, через который регулярно повторяется произвольно выбранное мгновенное значение периодического сигнала.

Частота f периодического сигнала – параметр, представляющий собой величину, обратную периоду периодического сигнала $f = 1/T$.

Угловая частота – изменение фазы гармонического сигнала в единицу времени. Более общим является определение угловой частоты как скорости изменения фазы напряжения сигнала, т. е. $\omega(t) = d\varphi/dt$. Это мгновенная угловая частота. У гармонического сигнала фаза растет пропорционально времени и, следовательно, производная фазы по времени – постоянная величина $\omega_0 = 2\pi f_0$

Известны разнообразные методы измерения частоты периодического сигнала и частоты следования импульсов: дискретного счета, гетеродинный, резонансный, заряда и разряда конденсатора, сравнения с частотой другого источника с помощью осциллографа, консервантный, мостовой, преобразования в постоянный ток, пропорциональный частоте и др. Доминирующее положение в современной измерительной технике занимает метод дискретного счета.

Приборы для измерения частоты, называемые частотомерами, делятся на следующие виды: Ч2 – частотомеры резонансные; Ч3 – частотомеры электронно-счетные; Ч4 – частотомеры гетеродинные, конденсаторные и мостовые.

8.2. Метод дискретного счета

8.2.1. Измерение частоты следования импульсов

Формируют временные ворота калиброванной и известной длительности Δt_k (рис. 8.1, а) с неизвестной частотой F_x (периодом T_x). Подсчет числа импульсов, попадающих в интервал Δt_k , дает

$$n = \Delta t_k / T_x = \Delta t_k F_x, \quad (8.1)$$

Откуда

$$F_x = n / \Delta t_k \quad (8.2)$$

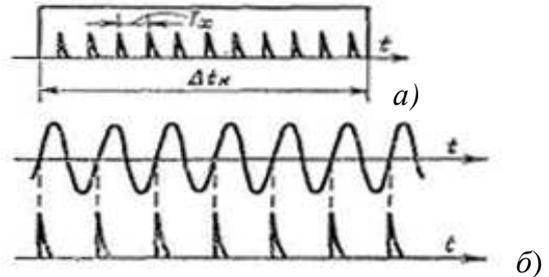


Рис. 8.1. Принцип измерения частоты дискретным счетом

8.2.2. Измерение частоты гармонического напряжения

В этом случае необходимо предварительно преобразовать гармоническое напряжение частотой $f_{изм}$ (период $T_{изм}$) в периодическую последовательность коротких импульсов, положение которых на оси времени соответствует точкам перехода гармонического напряжения через ось с производной одного знака (рис. 8.1, б). Очевидно, частота следования этих импульсов равна $f_{изм}$.

Реализуется метод в приборах, получивших название электронно-счетных или цифровых частотомеров (вид ЧЗ). Они считают число импульсов, равное числу периодов сигнала измеряемой частоты, за строго калиброванный интервал времени Δt_k , например за 1 с. Если в течение интервала Δt_k сосчитано n импульсов, то среднее значение измеряемой частоты за время Δt_k

$$f_{изм} = \frac{n}{\Delta t_k}. \quad (8.3)$$

Временные ворота выбирают так, чтобы $\Delta t_k = 10^b$ с, где $b = 0; \pm 1; \pm 2$ и т. п. Тогда $f_{изм} = n10^{-b}$ Гц.

В случае, когда $\Delta t_k = 1$ с, $f_{изм} = n$ Гц. Результаты измерений фиксируются в цифровой форме.

Сигнал, частоту которого необходимо измерить, поступает на вход А прибора (рис. 8.2). *Формирователь* преобразует синусоидальное напряжение измеряемой частоты в последовательность однополярных импульсов, частота следования которых равна частоте синусоидального сигнала.

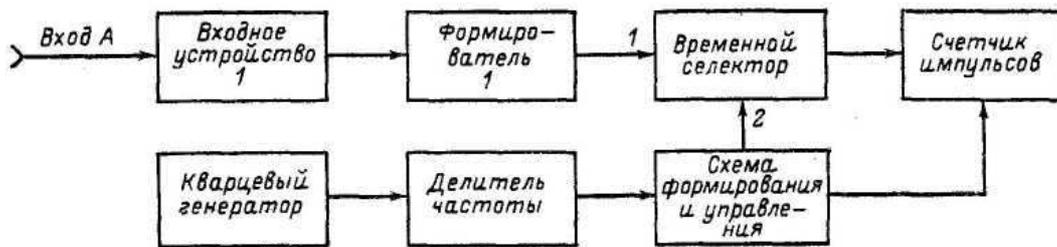


Рис. 8.2. Структурная схема электронно-счетного частотомера (режим измерения частоты)

Эти импульсы поступают на вход 1 временного селектора. Они проходят в счетчик лишь тогда, когда на входе 2 селектора действует стробирующий импульс (временные ворота) строго определенной длительности. Последний задается *кварцевым генератором* и окончательно формируется в схеме формирования и управления. Счетчик подсчитывает число импульсов, проходящих на его вход за время действия калиброванного стробирующего импульса.

Делитель частоты представляет собой набор k декад, каждая из которых уменьшает частоту следования импульсов в 10 раз. Общий коэффициент деления получается равным 10^k . В зависимости от числа используемых декад с различных выходов делителя могут сниматься импульсы напряжения с различными частотами следования. Так, при $f_{кв} = 10$ МГц эти частоты составят 1 МГц; 100; 10 и 1 кГц; 100; 10; 1 и 0,1 Гц. Периоды следования импульсов определяют продолжительности интервалов времени счета. При этом используются временные ворота с длительностями 0,0001; 0,001; 0,01; 1; 10 с.

Схема формирования и управления содержит формирователь временных ворот, реле времени индикации и сброса показаний счетчика на нуль, переключатель видов измерений.

Погрешности измерения частоты электронно-счетным частотомером:

- *погрешность меры* определяется нестабильностью частоты кварцевого генератора, погрешностью установки частоты генератора по образцовой частоте при выпуске с завода-изготовителя и погрешностью образцовой меры, по которой устанавливалась частота. Например, средняя относительная нестабильность частоты кварцевого генератора частотомера ЧЗ-39 не превышает следующих значений: $\pm 1 \cdot 10^{-10}$ за 1 с; $\pm 5 \cdot 10^{-9}$ за сутки;

- *погрешность преобразования* связана с формированием импульсов из напряжения гармонического сигнала;

- *погрешность сравнения* определяется главным образом *погрешностью дискретности*, обусловленной тем, что фронт и срез временных ворот не синхронизированы с моментами появления заполняющих ворота

импульсов. Максимальное значение абсолютной погрешности дискретности составляет ± 1 младшего разряда счета.

Абсолютная погрешность дискретности

$$\Delta_f = \pm \frac{1}{\Delta f_k}, \quad (8.4)$$

причем значение Δ_f выражено в герцах, если интервал Δt_k выражен в секундах.

Относительная погрешность дискретности

$$\delta_f = \pm / n \quad (8.5)$$

Погрешность фиксации результата сравнения может иметь место только при ненормальном функционировании счетчика (предполагается, что он правильно выбран по емкости и быстродействию).

Предел допускаемой абсолютной погрешности электронно-счетного частотомера

$$\Delta_{пред} = \pm \left(\delta_{кв} f_{изм} + \frac{1}{\Delta t_k} \right), \quad (8.6)$$

где $\delta_{кв}$ – общая погрешность меры (кварцевого генератора).

Соответственно *предел допускаемой относительной погрешности*, выраженной в процентах от измеряемого значения

$$\delta_{пред} = \pm 100 \left(\delta_{кв} + \frac{1}{n} \right) \quad (8.7)$$

В области низких частот погрешность дискретности является определяющей.

8.2.3. Уменьшение погрешности дискретности

Из-за больших погрешностей дискретности низкие частоты непосредственно измеряются электронно-счетным частотомером с невысокой точностью. Известны несколько способов повышения точности измерения:

1. Увеличение продолжительности временных ворот Δt_k . В частотомерах предусматривают максимальные длительности ворот $\Delta t_k = 10$ с и редко $\Delta t_k = 100$ с.

2. Применение умножителей частоты. Например, умножитель частоты ЯЗЧ-28 уменьшает погрешность измерения в 10^3 раз.

3. Синхронизация фронта временных ворот с импульсом, задающим начало периода $T_x = 1/F_x$, а также измерение дробной части отношения $\frac{\Delta t_k}{T_x}$.

Аппаратурная реализация этого способа сравнительно сложна.

4. Переход от измерения частоты синусоидального сигнала к измерению его периода.

Измерение периода принципиально не отличается от измерения интервалов времени. Оно сводится к подсчету числа импульсов, следующих с частотой, равной частоте напряжения кварцевого генератора частотомера, и заполняющих измеряемый период $T_{изм}$.

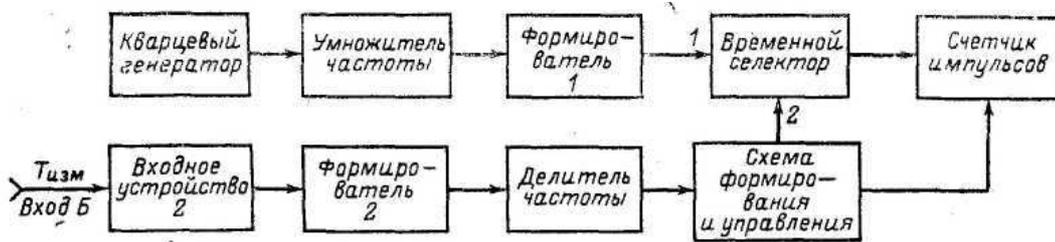


Рис. 8.3. Структурная схема частотомера в режиме измерения периода

Сигнал подается на вход B прибора (рис. 8.3). Формирователь 2 канала B преобразует синусоидальное напряжение в последовательность коротких импульсов с периодом следования $T_{изм}$. В схеме управления из них формируется стробирующий импульс длительностью $T_{изм}$, подводимый ко входу 2 временного селектора. На формирователь 1 (канала A) подается напряжение кварцевого генератора, из которого формируются короткие импульсы с периодом следования $1/f_{кв}$. Эти импульсы поступают на вход 1 селектора. Измеряемый период $T_{изм}$ связан с показанием счетчика m и частотой кварцевого генератора $f_{кв}$ соотношением

$$T_{изм} = \frac{m}{f_{кв}} \quad (8.8)$$

Погрешность меры при измерении периода та же, что и при измерении частоты, т. е. $\delta_{кв}$.

Погрешность дискретности получается во много раз меньшей, чем при измерении частоты. Она тем меньше, чем больше $T_{изм}$ и выше $f_{кв}$. Поэтому в схеме кварцевого генератора предусмотрены умножители, увеличивающие частоту $f_{кв}$.

При измерении периода значительный вес может иметь *погрешность преобразования*, обусловленная действием шумовых помех при формировании временных ворот (ее называют погрешностью запуска триггера). Среднеквадратическая относительная погрешность запуска триггера при измерении периода

$$\delta_{зан} = \frac{1}{\pi} \frac{U_{пом}}{U_m} = \frac{1}{\pi h}, \quad (8.9)$$

где $U_{пом}$ – среднеквадратическое значение напряжения помехи; U_m – амплитуда напряжения сигнала; $h = U_m / U_{пом}$ – отношение сигнал/помеха.

Эта погрешность получается в q раз меньшей, если измеряются q периодов.

При отношении сигнал/помеха 40 дБ среднеквадратическая относительная погрешность запуска

$$\delta_{\text{зан}} = \frac{1}{\pi h q} \approx \frac{3 \cdot 10^{-3}}{q} \quad (8.10)$$

Предел относительной допускаемой погрешности измерения периода, выраженной в процентах от измеряемого значения, определяется так

$$\delta_{\text{пред}} = \pm 100 \left(\delta_{\text{кв}} + \delta_{\text{зан}} + \frac{1}{m} \right) \quad (8.11)$$

Для получения прямопоказывающего цифрового измерителя низких и инфранизких частот применяют схемы, автоматически выполняющие операцию нахождения обратной величины $f_{\text{изм}} = 1/T_{\text{изм}}$

8.2.4. Возможности электронно-счетных частотомеров

Современные цифровые частотомеры могут быть применены для решения многих измерительных задач. Основные из них:

1. Измерение частоты гармонического напряжения.
2. Измерение частоты следования импульсов. В этом случае сигналы подают на вход *A* и процесс измерений не отличается от измерения частоты синусоидального напряжения.
3. Измерение периода гармонического сигнала.
4. Измерение периода следования импульсов.
5. Измерение длительности импульса. Сигнал подают на вход *B*; измерения аналогичны измерению периода.
6. Измерение интервала времени, заданного двумя импульсами одного источника. Импульсы подводятся ко входу *B* прибора. Из них формируется стробирующий импульс, заполняемый импульсами, которые формируются из напряжения кварцевого генератора частотомера.
7. Измерение интервалов времени между двумя импульсами, поступающими от двух источников. Импульсы подаются соответственно на входы *A* и *B*. Узлы частотомера переключаются таким образом, что оба импульса подаются на вход формирователя временных ворот. Последние имеют длительность, равную измеряемому интервалу, и заполняются импульсами одной из стандартных частот кварцевого генератора.
8. Измерение отношения двух частот $f_1 : f_2$. Ко входу *A* подводят напряжение частоты f_1 , а ко входу *B* – частоты f_2 ($f_1 > f_2$). Период более низкочастотного напряжения задает временные ворота. Из сигнала более высокой частоты формируются импульсы, подсчитываемые за время, пока открыты временные ворота. Показание счетчика дает непосредственно отношение $f_1 : f_2$. Возможно измерение и значения qf_1 / f_2 , где $q = 10^k$. При этом временные ворота расширяются в q раз с помощью декадного делителя частоты, предусмотренного в канале *B*.
9. Измерение вариации частоты.

10. Применение в качестве счетчика импульсов с ручным и автоматическим сбросом показаний.

11. Счет числа N событий (импульсов) с предварительной установкой числа N и выдачей командных сигналов начала и конца счета.

12. Применение как делителя частоты. В некоторых частотомерах с этой целью на переднюю панель выведены гнезда входа и выхода делителя частоты, включенного после кварцевого генератора. Переключатель количества декад в делителе позволяет регулировать коэффициент деления.

13. Использование в качестве источника напряжений стабильных частот. Напряжения всех частот кварцевого генератора (основной, а также получаемых на выходах делителей и умножителей) могут быть сняты со специальных гнезд. Необходимая частота устанавливается с помощью переключателя.

14. Самоконтроль работы всех узлов, за исключением кварцевого генератора.

Кроме того, возможности частотомера расширяются при работе с дополнительными блоками (для некоторых типов приборов, например, ЧЗ-38, – сменными):

- широкополосным усилителем, повышающим чувствительность (например, усилитель ЯЗЧ-31 повышает чувствительность прибора до 1 мВ в диапазоне 0,1 – 50 МГц);

- компаратором, повышающим разрешающую способность при сличении частот, измерении долговременной нестабильности частоты высокостабильных источников сигналов (например, компаратор ЯЗЧ-27 повышает разрешающую способность до $1 \cdot 10^{-9}$ за 1 с);

- преобразователем напряжение – частота, превращающим частотомер в цифровой интегрирующий вольтметр (например, с преобразователем ЯЗЧ-25 частотомер ЧЗ-38 образует вольтметр постоянного тока с пределами измерения 100 МВ – 10 В и погрешностью не более 0,1 %);

- преобразователями частоты сравниваемых по фазе сигналов, которые в сочетании с частотомером образуют фазометр (например, преобразователь ЧК5-24);

- аналого-цифровым преобразователем, превращающим частотомер в измеритель отношения двух напряжений, и т. п.

8.3. Гетеродинный метод

Сущность гетеродинного метода, позволяющего измерять частоту с высокой точностью, заключается в сравнении частоты исследуемого напряжения с частотой напряжения перестраиваемого гетеродина, который заранее проградуирован. Приборы, осуществляющие этот метод, называют гетеродинными частотомерами (вид Ч4). Их применяют в диапазонах высоких и сверхвысоких частот.

Работа гетеродинного частотомера (рис. 8.4) и методика измерений сводятся к следующему. В положении *И* переключателя *П* на смеситель поступают одновременно напряжения двух частот: измеряемо $f_{изм}$ и гетеродина f_r . На выходе смесителя получаются напряжения комбинационных частот, в том числе частоты биений. Гетеродин перестраивают по частоте до появления нулевых (низкочастотных) биений, фиксируемых по индикаторному прибору. Индикатор может быть тональным (телефоны) или визуальным (осциллограф, электронно-световая индикаторная лампа, стрелочный прибор). После получения нулевых биений по шкале гетеродина определяют частоту f_r , его напряжения и, следовательно, $f_{изм}$, т. к. при нулевых биениях $f_{изм} \approx f_r$.

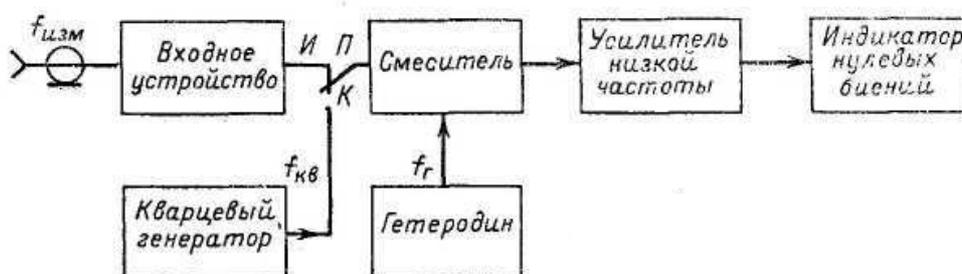


Рис. 8.4. Структурная схема гетеродинного частотомера

Погрешность измерений складывается из погрешности меры, т. е. нестабильности частоты и непостоянства градуировочной характеристики гетеродина, погрешностей сравнения и фиксации нулевых биений.

В схемах многих частотомеров предусмотрен кварцевый генератор, выполняющий функции образцовой меры. С его помощью проверяют и корректируют градуировочную характеристику шкалы гетеродина. Эту операцию производят после предварительного (ориентировочного) измерения неизвестной частоты. При проверке переключатель рода работы ставят в положение *К*. Помимо гетеродина к смесителю оказывается подключенным кварцевый генератор, напряжение которого содержит много гармоник. Отсчетный лимб гетеродина устанавливают в положение, соответствующее ближайшей к измеряемой частоте гармонике – «кварцевой точке». Индикаторный прибор фиксирует наличие биений, которые при помощи «корректора» гетеродина доводят до нулевых. Если у гетеродина отсутствует «корректор», то шкалу проверяют в соседних по обе стороны от $f_{изм}$ точках, производят линейную интерполяцию и вводят поправку, уточняющую градуировочную характеристику. После корректировки кварцевый генератор отключают и на смеситель подают сигнал измеряемой частоты. Гетеродин настраивают на частоту, при которой получают нулевые биения, и делают окончательный отсчет по его шкале.

При очень высоких частотах получение низкочастотных биений затруднительно. В подобных случаях вместо индикаторного прибора можно включить низкочастотный частотомер (например, конденсаторный) и по нему определять разностную частоту F_p . Тогда $f_{изм} = f_r \pm F_p$ (знак поправки F_p зависит от того, с какой стороны подходят к $f_{изм}$ при настройке гетеродина).

В диапазоне СВЧ нередко применяют гетеродины, основная частота напряжения которых во много раз ниже измеряемой. При этом используются высшие гармоники гетеродина. Измеряемая частота сравнивается с частотой n -й гармоники гетеродина при нулевых биениях.

Гетеродинные измерители частоты характеризуются следующими основными параметрами: классом точности, диапазоном измеряемых частот, диапазоном частот гетеродина, значениями опорных частот и их погрешностью, чувствительностью и др.

Предусмотрены три класса точности гетеродинных частотомеров (*I, II, III*), характеризующиеся основной относительной погрешностью: $5 \cdot 10^{-6}$; $5 \cdot 10^{-5}$ и $5 \cdot 10^{-4}$ (погрешности опорных частот соответственно $5 \cdot 10^{-6}$; $5 \cdot 10^{-5}$ и $5 \cdot 10^{-4}$).

В качестве примеров гетеродинных частотомеров могут быть названы приборы: Ч4-1, измеряющий частоты 125 – 20 000 кГц с погрешностью $2 \cdot 10^{-4}$; Ч4-5, работающий в диапазоне 2,5 – 18 ГГц (основная погрешность $5 \cdot 10^{-5}$); Ч4-4 – Ч4-25, охватывающий диапазон частот 37,5 – 78,3 ГГц.

8.4. Сочетание методов дискретного счета и гетеродинного

Значительное расширение диапазона частот, измеряемых одним прибором, достигается в результате сочетания метода дискретного счета с гетеродинным. Аппаратурно это осуществляется путем дополнения электронно-счетного частотомера гетеродинным преобразователем частоты (вид Ч5) – прибором для переноса частоты или спектра сигнала в ту область частот, где наиболее целесообразно проводить измерения. Например, электронно-счетный частотомер ЧЗ-39 совместно с комплектом преобразователей обеспечивает измерения частот от 10 Гц до 70 ГГц.

Преобразователи характеризуются диапазоном преобразуемых частот, чувствительностью по напряжению, погрешностью преобразования, способом отсчета результатов измерения, уровнем автоматизации процедуры измерений.

Структурные схемы гетеродинных преобразователей разнообразны. Один из вариантов преобразователя, называемого гетеродинным переносчиком частоты, показан на рис. 8.5.

При разомкнутом ключе электронно-счетный частотомер используется как самостоятельный прибор. В этом случае напряжение измеряемой частоты $f_{изм}$ подается на вход 1, причем пределы измеряемых частот опре-

деляются рабочим диапазоном электронно-счетного частотомера. Замыканием ключа схема преобразуется в своеобразный гетеродинный частотомер. В отличие от обычных, в подобном гетеродинном частотомере отсутствует кварцевый калибратор, так как основная частота гетеродина не калибруется, а измеряется электронно-счетным частотомером. Вследствие использования большого числа гармоник гетеродина становится возможным измерять частоты в широком диапазоне.

Достоинством подобного прибора является возможность измерять не только частоту непрерывных сигналов, но и несущую частоту радиоимпульсов. Основной недостаток – необходимость вычислять номер гармоники и измеряемую частоту.

В широкодиапазонных цифровых частотомерах применяют автоматические преобразователи с фазовой автоподстройкой частоты. Известны схемы с автоматическим увеличением времени усреднения, с делением частоты гетеродина, с использованием режима измерения отношения частот электронно-счетным частотомером, с автоматически перестраиваемым фильтром и др.

На рис. 8.6 приведена схема с делением частоты гетеродина. Ее работа заключается в следующем.

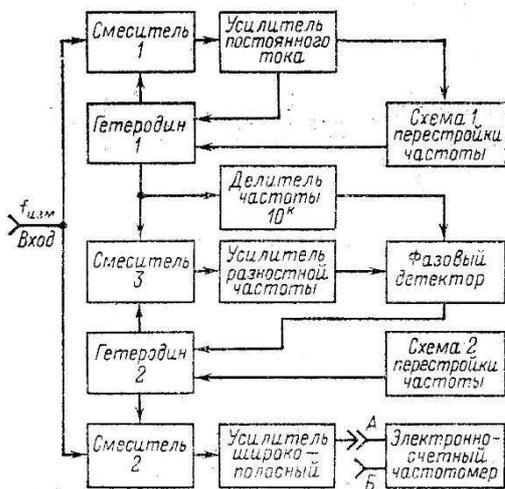


Рис. 8.6. Структурная схема гетеродинного переносчика частоты с делением частоты гетеродина

гетеродина 2. Сигнал разностной частоты $f_p = f_{r1} - f_{r2}$ через усилитель подается на один вход фазового детектора, на второй вход которого поступает напряжение с выхода делителя частоты (с коэффициентом деления 10^k). Частота этого напряжения $f_{r1} 10^k$.

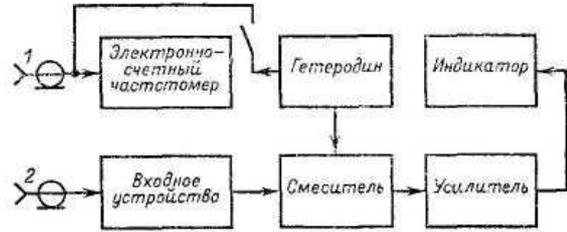


Рис. 8.5. Структурная схема электронно-счетного частотомера с гетеродинным преобразователем частоты

Напряжение измеряемой частоты $f_{изм}$ подводится параллельно к первым входам смесителей 1 и 2. В смесителе 1 оно смешивается с напряжением n -й гармоники гетеродина 1, который автоматически перестраивается по частоте (роль фазового детектора выполняет смеситель). В режиме синхронизации $nf_{r1} = f_{изм}$ и, следовательно

$$f_{r1} = f_{изм} / n \quad (8.12)$$

Напряжение основной частоты f_{r1} гетеродина 1 смешивается в смесителе 3 с напряжением частотой f_{r2}

Система ФАПЧ перестраивает частоту второго гетеродина до наступления равенства $f_p = f_{r1} 10^{-k}$. Так как $f_p = f_{r1} - f_{r2}$, то

$$f_{r2} = f_{r1} - f_{r1} 10^{-k} \quad (8.13)$$

В смесителе 2 напряжение частотой $f_{изм}$ смешивается с напряжением n -й гармоники гетеродина 2. С выхода этого смесителя снимается сигнал промежуточной частоты

$$f_{np} = f_{изм} - nf_{r2} \quad (8.14)$$

Частота f_{np} измеряется электронно-счетным частотомером, а измеряемая частота $f_{изм} = f_{np} 10^{-k}$.

Выбор числа k определяется значением измеряемой частоты и диапазоном рабочих частот электронно-счетного частотомера. Например, если прибор измеряет частоты до 100 МГц, то в преобразователе, обеспечивающем диапазон 0,4 – 1 ГГц, может быть применен делитель с коэффициентом деления 10, т.е. $k = 1$. При требуемом диапазоне 1 – 10 ГГц число $k - 2$ и т. д.

8.5. Резонансный метод

Основан на использовании явления резонанса в колебательной системе и заключается в сравнении измеряемой частоты с частотой собственных колебаний контура или резонатора, заранее проградуированного. Этот метод применяется в радиочастотном диапазоне, преимущественно в области СВЧ.

Прибор, измеряющий частоту резонансным методом, называют резонансным частотомером (вид Ч2). Колебательная система через элемент связи возбуждается сигналом источника, частоту колебаний которого необходимо измерить. С помощью органа настройки изменяется частота собственных колебаний колебательной системы до наступления резонанса. В момент резонанса, фиксируемого по индикатору, производят отсчет по шкале настройки колебательной системы.

Основным узлом резонансного частотомера является колебательная система. В приборах высокочастотного диапазона она образуется одной из сменных катушек индуктивности и прецизионным конденсатором переменной емкости, снабженным шкалой настройки. Индикатор резонанса – полупроводниковый детектор или термоэлемент с микроамперметром. В качестве примера резонансных частотомеров можно привести прибор Ч2-1, работающий в диапазоне от 50 кГц до 50 МГц, или частотомер, входящий в гетеродинный переносчик к электронно-счетному частотомеру Ч3-30.

Характерной особенностью резонансных частотомеров СВЧ являются перестраиваемые резонаторы: коаксиальные и объемные. Коаксиальные резонаторы бывают двух видов: полуволновой отрезок линии, коротко-

замкнутый с двух сторон, и четвертьволновый отрезок, замкнутый с одной стороны и разомкнутый с другой. Преимущественно применяют резонаторы второго вида, т. к. они конструктивно проще и позволяют получить более высокую добротность.

Коаксиальный частотомер (рис. 8.7, а) представляет собой резонатор, образованный отрезком коаксиальной линии регулируемой длины, замкнутой на одном конце и разомкнутой на другом (короткое замыкание осуществляется с помощью четвертьволнового бесконтактного устройства). Резонанс наступает при длине отрезка

$$l = (2p + 1) \frac{\lambda}{4}, \quad (8.15)$$

где λ – измеряемая длина волны; $p = 0, 1, 2, 3, \dots$

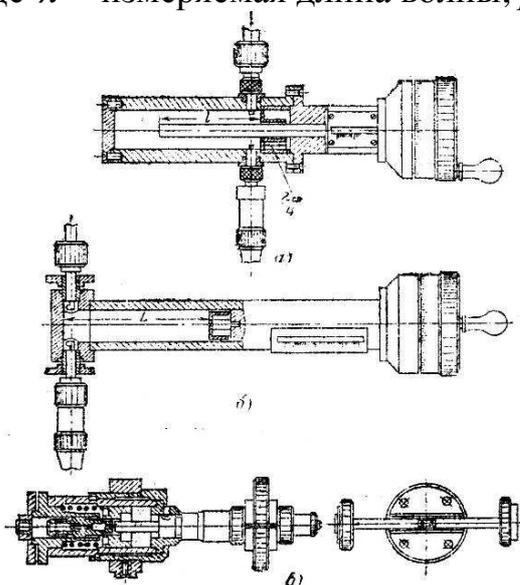


Рис. 8.7. Резонансные измерители СВЧ

Для связи резонатора с источником измеряемой частоты и индикатором предусмотрены две петли, которые помещают в области максимального магнитного поля (магнитная связь), т.е. у короткозамкнутого конца линии. Одна петля представляет собой окончание коаксиального кабеля, соединяющего резонатор с источником. Вторая петля (индикаторная) связана с детектором, к которому подключен микроамперметр. Непосредственная связь петель ничтожно мала, и напряжение на детекторной петле наводится лишь тогда, когда резонатор настроен в резонанс с возбуждающими его колебаниями. Связи выбирают так, чтобы частотомер обладал требуемой чувствительностью при высоком значении нагруженной добротности. При измерении частоты радиоимпульсов чувствительность может оказаться недостаточной. Поэтому в частотомерах для измерения частоты заполнения импульсных сигналов применяют усилитель. Так, например, в приборе Ч2-9А имеется трехкаскадный усилитель на транзисторах.

Коаксиальные частотомеры применяются в сантиметровом диапазоне волн и нижней части дециметрового диапазона.

Длина l отрезка линии регулируется перемещением центрального стержня при помощи микрометрического механизма, снабженного отсчетным устройством. Положение стержня, соответствующее резонансу, отмечается по отсчетному устройству. Частота, на которую настроен резонатор, определяется обычно по таблице или графику градуировки, прилагаемым к частотомеру. Имеются и приборы с непосредственным отсчетом в единицах измеряемой частоты.

В нижней части сантиметрового диапазона и в миллиметровом диапазоне применяют *частотомеры с объемными резонаторами*, главным образом круглыми цилиндрическими.

Подобный резонатор можно рассматривать как отрезок круглого волновода, коротко замкнутый с двух сторон. На одном конце отрезка – неподвижная торцевая стенка, на другом – перемещающийся короткозамыкающий поршень (см. рис. 8.7, б и в). При перемещении поршня изменяется длина L резонатора, вследствие чего изменяется частота его собственных колебаний.

Резонанс наступает при $L = p\lambda/2$ (λ – длина волны в круглом волноводе). Все частотомеры с объемными резонаторами – градуированные приборы.

В качестве примеров частотомеров с объемным резонатором могут быть названы приборы Ч2-31 и Ч2-36, применяемые соответственно в диапазонах частот 12 – 16,6 и 52,6 – 79 ГГц.

Погрешности измерений. Мерой в данном случае является резонатор. Погрешности обусловлены рядом причин: низкой нагруженной добротностью резонатора Q_n , т. е. тупой резонансной кривой; погрешностями, вносимыми при получении градуировочной характеристики прибора; изменением окружающей температуры, вызывающим изменения размеров резонаторов; изменением влажности окружающей среды.

Погрешность сравнения складывается из таких составляющих:

а) погрешность настройки в резонанс. Она чаще всего обусловлена недостаточной тщательностью выполнения правил настройки и наличием люфта в механизме перемещения поршня в резонаторе;

б) погрешность, связанная с недостаточной энергетической чувствительностью. Для уменьшения погрешности применяют чувствительные индикаторы, а при импульсном режиме – усилители.

Погрешность фиксации результата измерения может появиться из-за нетщательного снятия отсчета по шкале микрометра, а также при неумелом (невнимательном) пользовании градуировочными графиками или таблицами.

Согласно ГОСТ 9772-97 на резонансные измерители частоты установлены восемь классов точности, соответствующих допускаемым основным погрешностям, выраженным в процентах: 0,005; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0.

Краткие сведения по технике измерений. Резонансные частотомеры характеризуются следующими основными параметрами: класс точности, допускаемые дополнительные погрешности, диапазон измеряемых частот, запас по краям диапазона и перекрытие между поддиапазонами, чувствительность, максимальный размер мощности измеряемого сигнала, среднее время безотказной работы.

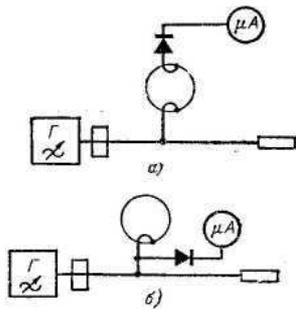


Рис. 8.8. Схемы включения частотомера в тракт

«вилки», который заключается в том, что для определения резонансной частоты берут два отсчета частоты f_1 и f_2 , соответствующие одинаковым показаниям стрелочного индикатора по обе стороны от положения резонанса. За резонансную частоту принимают среднее арифметическое.

При включении резонансного частотомера в СВЧ тракт возможны два вида схем включения: проходная (рис. 8.8, а) и реактивная (рис. 8.8, б).

При настройке частотомера рекомендуется подходить к положению резонанса плавно с одной стороны, так как при этом уменьшаются погрешности, связанные с люфтом в механизме перемещения поршня резонатора. С целью повышения точности измерения частоты проводят методом

8.6. Метод заряда и разряда конденсатора

Сущность метода заключается в измерении тока разряда конденсатора, попеременно переключаемого с заряда на разряд с частотой, равной измеряемой.

Конденсатор C (рис. 8.9) заряжается до напряжения U_1 и разряжается до напряжения U_2 . Тогда за одно переключение переключателя на заряд (положение 1) и разряд (положение 2) количество электричества, подводимое к конденсатору и отдаваемое им микроамперметру $Q = CU$, где $U = U_1 - U_2$

При переключении f раз в секунду количество электричества, протекающее через прибор в 1 с, т. е. ток через микроамперметр

$$I = Qf = CUf \quad (8.16)$$

При условии, что частота переключений f равна измеряемой $f_{изм}$, показания прибора пропорциональны $f_{изм}$.

Прибор для измерения частоты, основанный на описанном методе, называют конденсаторным частотомером. В этом приборе переключателем служит электронный коммутатор, осуществляющий переключение с частотой $f_{изм}$ при подаче на его вход напряжения измеряемой частоты.

Для обеспечения линейной зависимости показаний прибора от частоты в схеме частотомера предусматривается ограничитель, поддерживающий постоянство верхнего U_1 и нижнего U_2

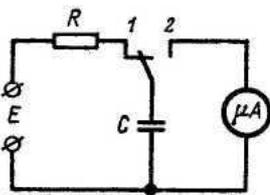


Рис. 8.9. Принцип действия конденсаторного частотомера

уровней напряжения на обкладках конденсатора во всем рабочем диапазоне частот. Пределы измеряемых частот (поддиапазоны) регулируются изменением емкости C конденсатора и шунтированием микроамперметра.

8.7. Методы сравнения с частотой другого источника посредством осциллографа

Для сравнения необходимо иметь второй источник напряжения – обычно образцовый генератор, точность которого по крайней мере в 5 раз выше точности контролируемого источника, и устройство для сличения частот. Часто таким устройством служит осциллограф, с помощью которого сравнивают частоты от 10 Гц до 10 – 20 МГц.

8.7.1. Метод интерференционных фигур

Напряжение известной частоты $f_{обр}$ образцового источника подается на один вход осциллографа (например, вход X), а напряжение измеряемой частоты $f_{изм}$ – на второй вход (например, вход Y). Частоту образцового генератора перестраивают до получения на экране осциллографа устойчивого изображения простейшей интерференционной фигуры: прямой, окружности или эллипса (рис. 8.10). Появление одной из этих фигур свидетельствует о равенстве частот напряжений, поданных на оба входа осциллографа (отношение $f_{изм} : f_{обр} = 1:1$). Если точное равенство частот не достигнуто, т. е. $f_{изм} = f_{обр} \pm F_p$, то вид фигуры непрерывно изменяется, принимая форму эллипсов с переменной длиной осей или прямой. На низких частотах можно определить величину погрешности F_p , сосчитав число периодов p изменения фигуры за определенный интервал времени Δt . Тогда $F_p = p / \Delta t$.

В случае, когда частоты не равны друг другу, но кратны, на экране осциллографа наблюдаются более сложные фигуры (рис. 8.11). При строгой кратности эти фигуры неподвижны. Еще сложнее фигуры получаются для дробного отношения частот.

Соотношение частот определяется следующим способом. Через изображение фигуры мысленно проводят две прямые линии: горизонтальную и вертикальную (см. рис. 8.11).

Отношение числа m пересечений горизонтальной прямой с фигурой к числу n пересечений вертикальной прямой с фигурой равно отношению частоты напряжения, поданного на вход канала Y , к частоте напряжения, поданного на вход канала X осциллографа: $f_Y / f_X = m / n$.

При больших значениях m или n пользование методом интерференционных фигур затруднительно.

8.7.2. Метод круговой развертки с модуляцией яркости

Этот метод применяют в случаях, когда сравниваемые частоты кратны, но отношение их велико.

Если измеряемая частота $f_{изм}$ выше частоты образцового генератора $f_{обр}$, то напряжение частоты $f_{обр}$ подается одновременно на оба входа ос-

циллографа со сдвигом по фазе на 90° , достигаемым с помощью фазорасщепителя. Усиления обоих каналов регулируют так, чтобы луч вычерчивал на экране окружность. Напряжение измеряемой частоты подают в канал электрода управления яркостью.

Частоту образцового источника перестраивают до получения на экране неподвижного изображения, состоящего из ярких отрезков окружности с одинаковыми темными промежутками между ними (рис. 8.10). Число ярких дуг или темных промежутков между дугами однозначно определяет отношение $f_{изм} : f_{обр}$ (8:1 на рис. 8.10).

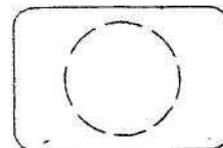


Рис. 8.10. Измерение частоты гармонического напряжения развертки с модуляцией яркости

При дробно-рациональных отношениях частот вращающийся луч вычерчивает либо сплошь засвеченную окружность, либо пунктирную окружность, для которой характерны меньшая яркость дуг и меньшие промежутки между ними, чем при кратных частотах.

Если частоты $f_{изм}$ и $f_{обр}$ немного отличаются от кратного отношения, т. е. $f_{изм} = Nf_{обр} \pm F_p$ (частота F_p сравнительно мала), то фигура, состоящая из дуг, вращается, причем направление вращения показывает знак расхождения частот.

	0°	45°	90°	135°	180°
$\frac{f_x}{f_y} = \frac{1}{1}$					
$\frac{f_x}{f_y} = \frac{1}{2}$					
$\frac{f_x}{f_y} = \frac{1}{3}$					
$\frac{f_x}{f_y} = \frac{2}{3}$					

Рис. 8.11. Интерференционные фигуры (напряжение частоты f_y опережает по фазе напряжение частоты f_x)

Аналогичным способом можно измерить и частоту следования импульсов. В этом случае напряжением генератора известной частоты осуществляется круговая развертка, а импульсное напряжение измеряемой частоты подается в канал управляющего электрода трубки. Получающаяся на экране картина зависит от полярности измеряемых импульсов.

8.8. Меры частоты

В соответствии с общей классификацией средств измерений по их метрологическим функциям меры частоты делят на *эталонные, образцовые и рабочие меры*, а согласно принципу действия различают *квантовые меры и кварцевые генераторы* (иногда в качестве рабочих мер частоты используют измерительные генераторы сигналов без кварцевой стабилизации частоты).

У квантовых мер частоты в качестве опорной частоты используют одну из спектральных линий атомов или молекул вещества и соответственно квантовую меру частоты называют атомной или молекулярной. Если в квантовой мере частоты в качестве опорной используется частота излучения электромагнитных волн одного из переходов атомов или молекул, то такую меру называют активной квантовой мерой. Когда же опорной частотой служит частота поглощения электромагнитных волн одного из переходов атомов или молекул, квантовую меру называют пассивной.

В зависимости от применяемого вещества различают рубидиевые, цезиевые и водородные квантовые меры.

Частота электрических колебаний меры не остается постоянной с течением времени. Изменения частоты могут быть систематическими (монотонными) и случайными. Систематические изменения характеризуют относительной (по отношению к номинальному значению частоты) вариацией частоты, а случайные изменения – относительной нестабильностью частоты. Последняя характеристика определяется как среднеквадратическое относительное отклонение действительного значения частоты, причем усреднение проводится за интервал времени, намного больше интервала выборки (интервал усреднения обязательно указывается). Принято различать долговременную (за 30 дней; сутки; 1 ч; 10 мин) и кратковременную нестабильность (за 10 с; 1 с; 0,1 с; 0,01 с и 0,001 с).

Кварцевые генераторы применяют в современной измерительной технике преимущественно в качестве образцовых мер частоты. Они обладают достаточно высокими характеристиками (например, у кварцевого генератора Ч1-53, служащего источником образцовых частот 0,1; 1 и 5 МГц, относительная суточная вариация частоты $5 \cdot 10^{-10}$, а относительная нестабильность частоты за 10 с и 1 с не превышает $1 \cdot 10^{-11}$). Основным недостатком кварцевых мер частоты является продолжительное время вхождения в режим, когда величина старения не будет превышать допустимого значения (оно составляет от 24 часов до 6 месяцев для различных типов приборов).

Квантовые меры частоты лишены указанного недостатка и обладают многими достоинствами: практической независимостью частоты от внешних условий и параметров установки (она определяется атомной постоянной), минимальной шириной спектральной линии, малой погрешностью

воспроизведения, простотой, надежностью и устойчивостью при весьма продолжительной работе. Основу квантовой меры частоты составляет кварцевый генератор, синхронизируемый по частоте квантового генератора (водородная мера) или квантового дискриминатора (рубидиевая, цезиевая меры). Долговременная нестабильность частоты квантовой меры определяется главным образом нестабильностью частоты квантового генератора или частоты настройки дискриминатора, а кратковременная нестабильность – характеристиками кварцевого генератора и цепей систем частотной или фазовой автоподстройки.

Ниже приводятся основные характеристики рубидиевой (Ч1-50), цезиевой (Ч1-47) и водородной (Ч1-44) мер частоты. Каждая из них вырабатывает напряжения 1 В (на нагрузке сопротивлением 50 Ом), частоты которых 0,1; 1 и 5 МГц. Остальные характеристики соответственно таковы: погрешность воспроизведения действительного значения частоты $1 \cdot 10^{-10}$, $2 \cdot 10^{-11}$ и $3 \cdot 10^{-12}$; систематические изменения частоты $3 \cdot 10^{-11}$ (за 30 сут), $3 \cdot 10^{-12}$ (за год); относительная нестабильность частоты за сутки $2 \cdot 10^{-11}$ и $5 \cdot 10^{-13}$, а за 1 с $2 \cdot 10^{-11}$, $1 \cdot 10^{-10}$ и $5 \cdot 10^{-12}$.

Для сличения частот сигналов двух мер между собой применяют специальные приборы, называемые частотными компараторами. Принцип действия компаратора основан на умножении частот напряжений сличаемых сигналов, смещении напряжений, выделении напряжения разностной частоты, измерении последней и ее изменений во времени электронно-счетным частотомером.

Единство измерений времени и частоты в высшем звене поверочной схемы обеспечивается с помощью государственного и группы вторичных эталонов времени и частоты. Государственный первичный эталон состоит из группы водородных генераторов (водородных атомикронов), производящей единицы времени и частоты, группового кварцевого хранителя времени (кварцевых часов), контрольно-измерительного комплекса и системы обеспечения. Этот эталон систематически сличается с лучшими национальными эталонами времени и частоты.

Для проверки частоты местных мер по радио передаются сигналы образцовых частот. Сличение с этими сигналами осуществляется с помощью приемников-компараторов. Например, прибор Ч7-29А сравнивает частоты 0,1; 1; 2; 5 и 10 МГц местных мер с образцовыми частотами 66,6; 18,6; 25 и 16 кГц сигналов, передаваемых радиостанциями национальных служб частоты и времени. Он измеряет отклонение частоты поверяемого источника от образцовой, измеряет уходы частоты выходного сигнала источника, корректирует ее по образцовой частоте. Относительные погрешности сличения частоты: $3 \cdot 10^{-9}$ за 1 ч и $5 \cdot 10^{-11}$ за сутки. Ведутся работы, направленные на повышение точности национальных эталонов и снижение погрешностей их сравнения.

9. ИЗМЕРЕНИЕ ФАЗОВОГО СДВИГА

9.1. Общие сведения

Фаза характеризует состояние гармонического колебательного процесса в данный момент времени. Фазой гармонического колебания $u(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi_0)$ считают аргумент $\sin(\omega t + \varphi_0)$, где ω – угловая частота, t – время, φ – начальная фаза, характеризующая состояние гармонического колебания в начальный момент, т. е. при $t = 0$.

Из понятия о фазе вытекает понятие о фазовом сдвиге двух гармонических колебаний одной и той же частоты

$$\varphi = (\omega t + \varphi_1) - (\omega t + \varphi_2) = \varphi_1 - \varphi_2$$

В случае негармонических процессов понятие о фазовом сдвиге должно быть заменено понятием о сдвиге во времени между указанными процессами. Измерение фазовых сдвигов между электрическими сигналами (токами и напряжениями) проводится в различных областях измерительной техники. Измерение фазового сдвига между двумя напряжениями производится при определении фазочастотных характеристик радиотехнических устройств (усилителя, фильтра, трансформатора и т. п.). Фазовый сдвиг между током и напряжением характеризует реактивное сопротивление цепи или нагрузки четырехполюсника и определяется величиной $\cos \varphi$ – отношением активной и полной мощности электрического тока в цепи.

Методы измерения фазового сдвига весьма разнообразны и зависят от диапазона частот, формы сигнала и требуемой точности измерения. Измерительные приборы, предназначенные для измерения фазового сдвига, называют фазометрами.

Логометрические фазометры. Измерение фазового сдвига φ и коэффициента мощности $\cos \varphi$ между током и напряжением звуковой частоты (до 8 кГц) может производиться логометрическими фазометрами электромагнитной, электродинамической и ферромагнитной системы.

В общем случае логометры являются приборами, измеряющими отношение двух величин (токов или напряжений), путем выбора соответствующих принципиальных схем их можно использовать для измерения фазового сдвига. На рис. 9.1, а изображена схема фазометра, построенного на базе электродинамического логометра. Катушки логометра включены так, чтобы через неподвижную S_0 протекал весь ток нагрузки, а через подвижные S_1 и S_2 , находящиеся в равномерном поле катушки S_0 , подключенные к напряжению, выделяемому на нагрузке, – ток, проходящий через резистор R и индуктивность L . Наличие равномерного магнитного нуля в пространстве, окружающем катушки S_1 и S_2 , приводит к тому, что действующие на них вращающие моменты подчиняются синусоидальному закону.

Вращающие моменты катушек равны

$$M_{\text{эп}S_2} = k_1 I \cos(\hat{I}_1) f_1(\alpha), \quad M_{\text{эп}S_1} = k_2 I \cos(\hat{I}_2) f_2(\alpha),$$

где I , I_1 , I_2 – действующие значения токов в катушках; k_1 , k_2 – конструктивные постоянные прибора; $f_1(\alpha)$, $f_2(\alpha)$ – функции зависимости вращающих моментов от угла поворота катушек.

На векторной диаграмме (рис. 9.1, б) показаны углы между токами I , I_1 , I_2 . Ток I_1 имеет фазовый сдвиг 90° относительно напряжения U вследствие чисто индуктивной нагрузки в цепи S_1 . В установившемся положении стрелки вращающие моменты $M_{\text{эп}S_1}$ и $M_{\text{эп}S_2}$ уравниваются, т.е. $M_{\text{эп}S_1} = M_{\text{эп}S_2}$, $k_1 I_1 \cos(90^\circ - \varphi) f_1(\alpha) = k_2 I_2 \cos \varphi f_2(\alpha)$ или $f(\alpha) = f_1(\alpha) / f_2(\alpha) = k_1 I_1 \cos(90^\circ - \varphi) / k_2 I \cos \varphi$.

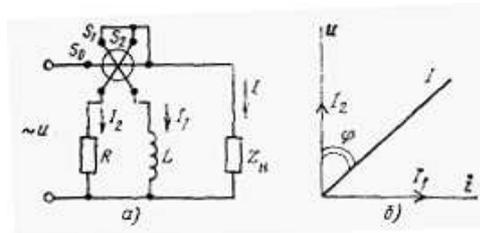


Рис. 9.1. Логометрический фазометр

Катушки S_1 и S_2 имеют одинаковую конструкцию, параметры R и L выбираются так, чтобы $I_1 = I_2$, тогда

$$f(\alpha) = \cos(90^\circ - \varphi) / \cos \varphi = \sin \varphi / \cos \varphi = \operatorname{tg} \varphi,$$

т. е. угол отклонения α стрелки, связанной с подвижными катушками, прямо пропорционален величине фазового сдвига между током и напряжением и не зависит ни от величины тока, ни от напряжения. Если шкала градуируется в $\cos \varphi$, то она получается неравномерной.

Различными способами (изменением угла между катушками S_1 и S_2 , подбором R и L) можно менять характер шкалы, делая ее более равномерной на участках, где требуется большая точность отсчета. Фазометры данного вида, бывшие в течение длительного времени «классическими», получили большое распространение. К ним относятся приборы типов Д303, Д392, Д578 и др. Однако они обладают существенным недостатком: показания таких фазометров в значительной степени зависят от частоты, так как изменяется значение $X_L = \omega L$ индуктивного сопротивления цепи катушки S_1 , а следовательно, и ток I_1 . Для уменьшения частотной погрешности подвижные катушки разделяют на секции, включают дополнительные реактивные элементы индуктивного и емкостного типа, применяют трансформаторы. Но, как правило, применение их ограничено областью промышленных частот 50 – 400 Гц. Погрешность метода составляет 1 – 2 %.

9.2. Фазометр с преобразованием сигналов в прямоугольное напряжение

Принцип работы фазометра основан на том, что в двух совершенно идентичных каналах исследуемые напряжения усиливаются и ограничиваются (рис. 9.2, а). Эти прямоугольные колебания подаются на суммирующий каскад, а затем на линейный детектор и магнитоэлектрический прибор. Показания прибора пропорциональны фазовому сдвигу φ , причем при $\varphi = 0^\circ$ $U_{\text{вых}} = 2U_1'$; при $\varphi = 90^\circ$ $U_{\text{вых}} = U_1'$, а при $\varphi = 180^\circ$ $U_{\text{вых}} = 0$.

Форма сигналов в цепях фазометра при различных фазовых сдвигах показана на рис. 9.2, б.

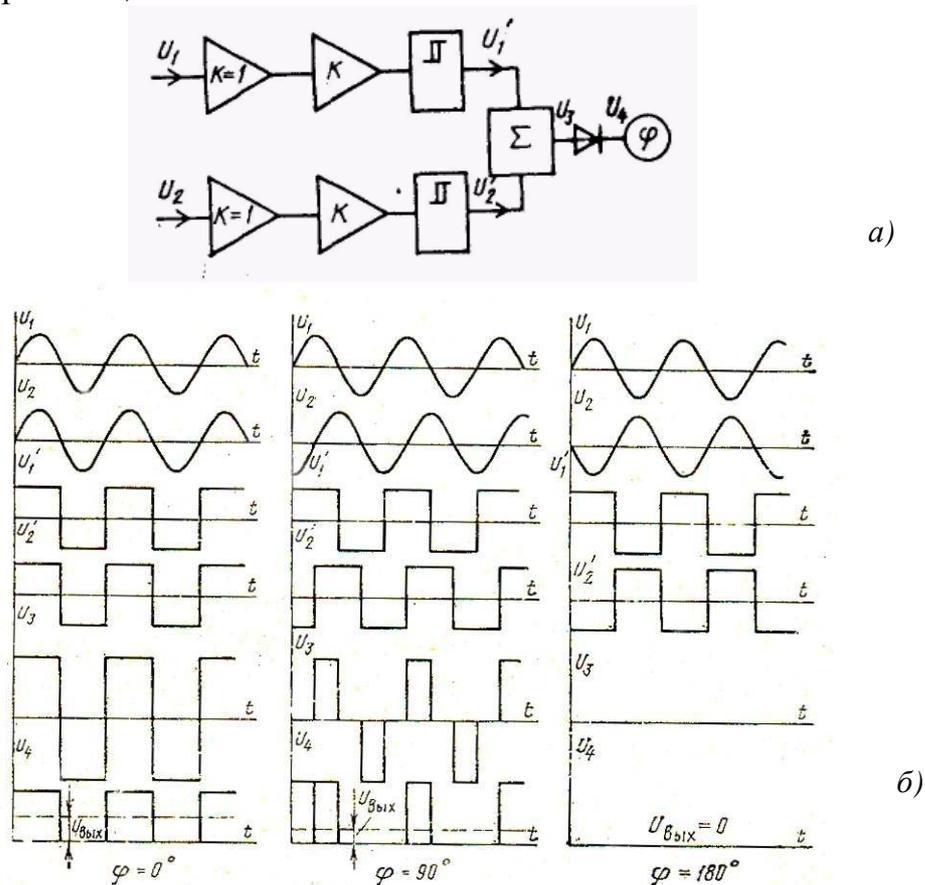


Рис. 9.2. Фазометр

9.3. Измерения фазового сдвига с помощью осциллографа

К осциллографическим методам измерения фазового сдвига относят методы линейной развертки, эллипса и круговой развертки.

Метод линейной развертки. Используется двухлучевой осциллограф. На входы V подаются напряжения u_1 и u_2 , фазовый сдвиг которых необходимо определить. Частота развертки подбирается такой, чтобы на экране наблюдалось 1,5 – 2 периода исследуемого сигнала (рис. 9.3).

Амплитуды сигналов подбираются одинаковыми, тогда непосредственно по шкале осциллографа можно определить

$$\Phi^\circ = (ab/ac)360^\circ,$$

где ab и ac – измеренные на экране длины отрезков.

Причинами погрешности измерений в данном случае являются смещение оси, толщина светового луча, неточность определения ab и ac .

Метод эллипса. Существует ряд методов определения фазового сдвига по интерференционной фигуре на экране осциллографа при подаче на вертикально и горизонтально отклоняющие пластины синусоидального напряжения (U_y и U_x).

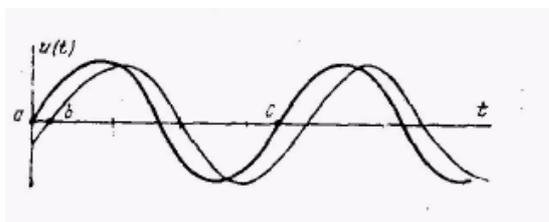


Рис. 9.3. Метод линейной развертки

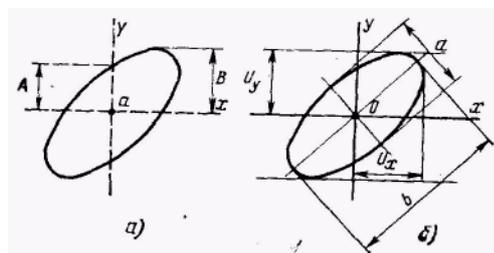


Рис. 9.4. Метод эллипса

Метод 1. Угол φ определяется из выражения $\sin \varphi = A/B$.

Величины A и B показаны на рис. 9.4, а. Метод несколько неудобен из-за неточности определения центра эллипса O , но зато эта формула не зависит от отношения напряжений U_y и U_x .

Метод 2. (рис. 9.4, б). При условии $U_y = U_x$, $\operatorname{tg}(\varphi/2) = a/b$, где a – малая ось эллипса, b – его большая ось.

Метод 3. При любых значениях U_y и U_x

$$\sin \varphi = ab/U_x U_y,$$

где значения a , b , U_y и U_x определяются на экране ЭЛТ осциллографа (рис. 9.4, б).

При всех трех методах определение фазового сдвига по интерференционной фигуре – эллипсу знак угла остается неопределенным. По наклону эллипса (рис. 9.5) можно определить приблизительное значение фазового сдвига. Погрешность измерения методами эллипса составляет 5 – 10 % из-за неточности определения длин отрезков, деформации эллипса.

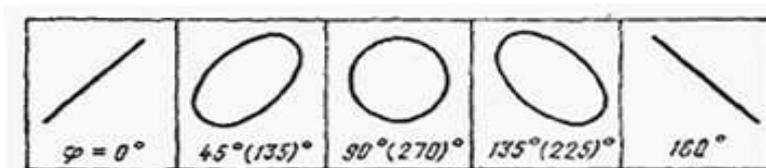


Рис. 9.5. Фигура Лиссажу

9.4. Компенсационный метод

На рис. 9.6 приведена схема измерения фазового сдвига компенсационным методом. Напряжение источника U одновременно подается на исследуемый четырехполюсник и фазовращатель. Он позволяет плавно регулировать величину фазового сдвига и по шкале отсчитать его значение.

Выходные напряжения четырехполюсника U_1 и фазовращателя U_2 подаются на индикатор равенства фаз. В качестве индикатора может быть использован осциллограф. Очевидно, что при равенстве фаз напряжений U_1 и U_2 $\varphi_x = \varphi_0$.

Поскольку отсчет ведется по шкале фазовращателя, а осциллограф лишь является индикатором равенства, точность измерения может быть значительно повышена по сравнению с интерференционными методами. Она будет в основном погрешностью градуировки фазовращателя.

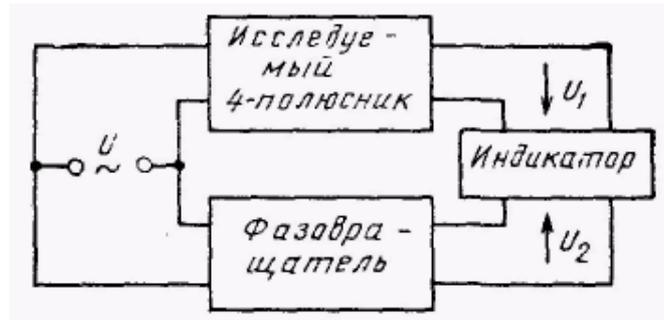


Рис. 9.6. Компенсационный метод

Фазовращатель. Наиболее часто применяются фазовращатели, построенные с использованием RC -цепей (рис. 9.7, а). Векторная диаграмма фазовращателя показана на рис. 9.7, б. Диаметр изображенной полуокружности представляет собой входное напряжение $U_{\text{вх}} = U_{R1} + U_{R2}$, причем $U_{R1} = U_{R2}$, так как $R1 = R2$. В этом случае точка c является центром окружности. Вектор ad изображает напряжение на конденсаторе C , а ab – на резисторе R . При изменении сопротивления резистора R вектор cd будет изменять лишь фазу, оставаясь по величине неизменным и равным $U_{\text{вх}}/2$.

При $R = 0$ вектор cd будет совпадать по фазе с напряжением $U_{\text{вх}} (\varphi = 0)$, а при $R = \infty$ $U_C \rightarrow 0$, точка d совпадает с точкой a и $U_{\text{вых}}$ по фазе сдвинуто относительно $U_{\text{вх}}$ на 180° . Значение фазового сдвига в зависимости от элементов фазовращателя определяется выражением $\varphi = \arctg \omega CR$, где ω – частота сигнала, C – емкость сигнала, R – сопротивление переменного резистора.

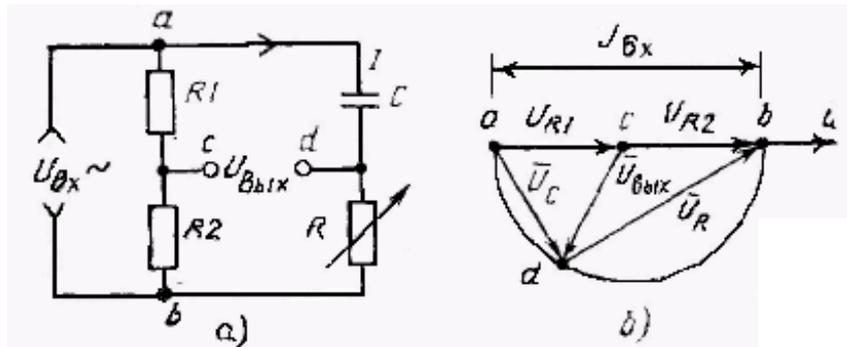


Рис. 9.7. Фазовращатель

Погрешность фазовращателя не превышает десятых долей градуса при условии, что сопротивление нагрузок, подключаемых к точкам cd , бесконечно велико или, по крайней мере, много больше величины сопротивлений, входящих в схему фазовращателей. Важен и тот факт, что величина фазового сдвига фазовращателя зависит от частоты подведенного сигнала. Построение схем фазовращателей, позволяющих получить постоянный фазовый сдвиг в диапазоне частот, связано с трудностями и поэтому не рассматривается

9.5. Измерение фазового сдвига по геометрической сумме и разности напряжений

Геометрическая сумма и разность двух равных векторов напряжений зависят от угла между ними, что может быть использовано для измерения этого угла. Пусть $u_1 = U_m \sin \omega t$, а $u_2 = U_m \sin(\omega t + \varphi)$. Сумма этих напряжений

$$\begin{aligned}
 u_c &= U_m \sin \omega t + U_m \sin(\omega t + \varphi) = U_m \left(2 \sin \frac{2\omega t + \varphi}{2} \cos \frac{\varphi}{2} \right) = \\
 &= 2U_m \cos \frac{\varphi}{2} \sin \left(\omega t + \frac{\varphi}{2} \right) = A \sin \left(\omega t + \frac{\varphi}{2} \right)
 \end{aligned}$$

Амплитуда суммарного колебания $A = 2U_m \cos(\varphi/2)$ является функцией фазового сдвига φ . Аналогично $B = 2U_m \sin(\varphi/2)$ – амплитуда разности двух гармонических колебаний. Измерив A и B , можно определить фазовый угол по формуле $\operatorname{tg}(\varphi/2) = B/A$.

Описанное измерение суммы и разности исследуемых напряжений можно объединить, используя схему балансного фазового детектора (рис. 9.8, а). Если диоды идентичны и находятся в режиме линейного детектирования, то постоянная составляющая выпрямленного напряжения между точками $a - o$ пропорциональна сумме напряжений U_1 и U_2 (на схеме по-

ставлены знаки напряжений для данного момента времени). В этот момент напряжение между точками *b-o* пропорционально разности напряжений U_1 и U_2 . Результирующее напряжение между точками *a* и *b* пропорционально разности кривых суммы и разности (рис. 9.8, б) и изображается почти линейной зависимостью.

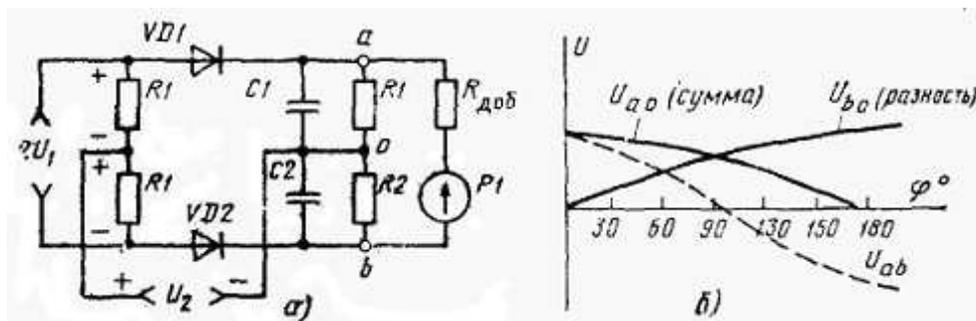


Рис. 9.8. Балансный фазовый детектор

Показания прибора $P1 \propto \alpha_m (1 - \varphi/90^\circ)$. При $\varphi = 90^\circ$ показания прибора равны нулю. Если магнитоэлектрический прибор имеет нуль посередине шкалы, можно получить фазометр, дающий возможность определить и знак, и величину фазового сдвига. Аналогично для определения фазового сдвига может быть использована схема с кольцевым фазовым модулятором.

Погрешность измерения этим методом определяется неравенством величин напряжений U_1 и U_2 , несимметричностью напряжения и погрешностями определения величины напряжения детекторным вольтметром. Фазометр Ф2-1 собранный на подобной схеме, обеспечивает измерение фазового сдвига в диапазоне 20 Гц – 20 кГц с погрешностью не хуже $\pm 2\%$.

9.6. Фазометр с преобразованием фазового сдвига во временной интервал

Фазометр с преобразованием фазового сдвига во временной интервал представляет собой дальнейшее развитие рассмотренного фазометра. Прямоугольное напряжение после ограничительно-формирующего устройства каждого из каналов подвергается дифференцированию (рис. 9.9, а и б). В результате этого в каждом канале получают короткие импульсы, соответствующие моментам переходов исследуемых синусоидальных напряжений через нуль. После выпрямления импульсы смещаются на интервал ΔT , связанный с измеряемым фазовым сдвигом соотношением $\varphi = \omega \Delta T = 2\pi \Delta T / T$.

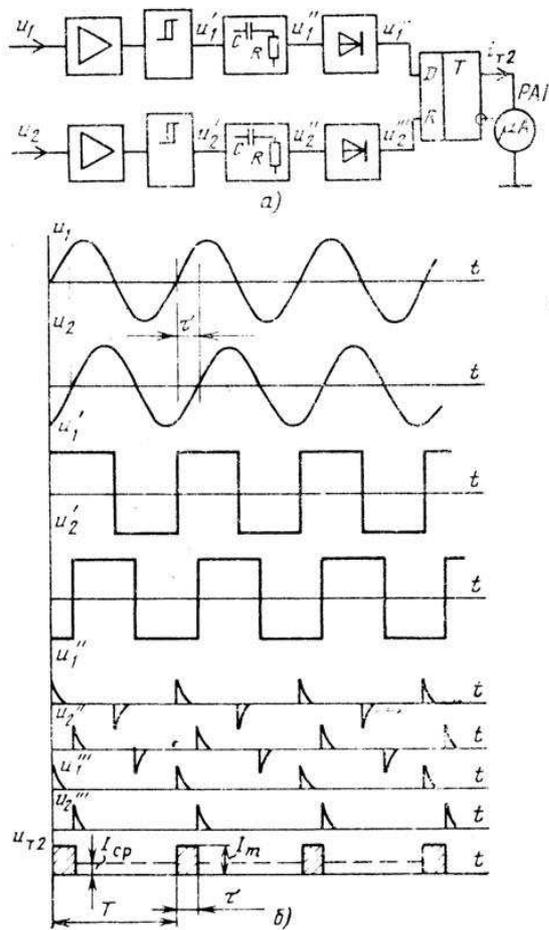


Рис. 9.9. Преобразование фазового сдвига во временной интервал

триггерную систему, стабилизируют амплитуду выходного напряжения, как это сделано в фазометре Ф2-13. Его основные технические данные: измеряемый угол фазового сдвига φ $0 \dots \pm 180^\circ$ на четырех поддиапазонах; диапазон частот 20 Гц – 1 МГц; погрешность измерения $\Delta\varphi = \pm(0,015\varphi_x + 0,5)^\circ$ на частотах до 200 кГц и $\Delta\varphi = \pm(0,02\varphi_x + 1,0)^\circ$ на более высоких частотах.

9.7. Цифровые фазометры

Как следует из изложенного выше, фазовый сдвиг φ пропорционален интервалу времени ΔT между выходными импульсами триггерной системы. Следовательно, измерив ΔT и T с помощью цифрового измерителя временных интервалов, можно косвенным методом определить мгновенное значение величины фазового сдвига, однако этот путь недостаточно удобен, хотя и использовался в первом отечественном цифровом фазометре НФ-2.

Эти смещенные во времени импульсы каналов воздействуют на триггер. Длительность выходных импульсов триггера будет равна ΔT , причем их амплитуда I_m для данного типа триггера постоянна. Поэтому показания магнитоэлектрического прибора PAI будут

$$\alpha = I_m \Delta T / T,$$

т. е. шкала микроамперметра может быть градуирована непосредственно в градусах фазового сдвига. Показания не будут зависеть от частоты и уровней измеряемых сигналов.

Погрешность измерения фазового сдвига рассмотренным методом определяется погрешностью преобразования его во временной интервал, нестабильностью выходного тока триггера и погрешностью прибора PAI .

Для повышения точности измерения в схему вводят автоматическую регулировку симметрии ограничения, применяют более сложную

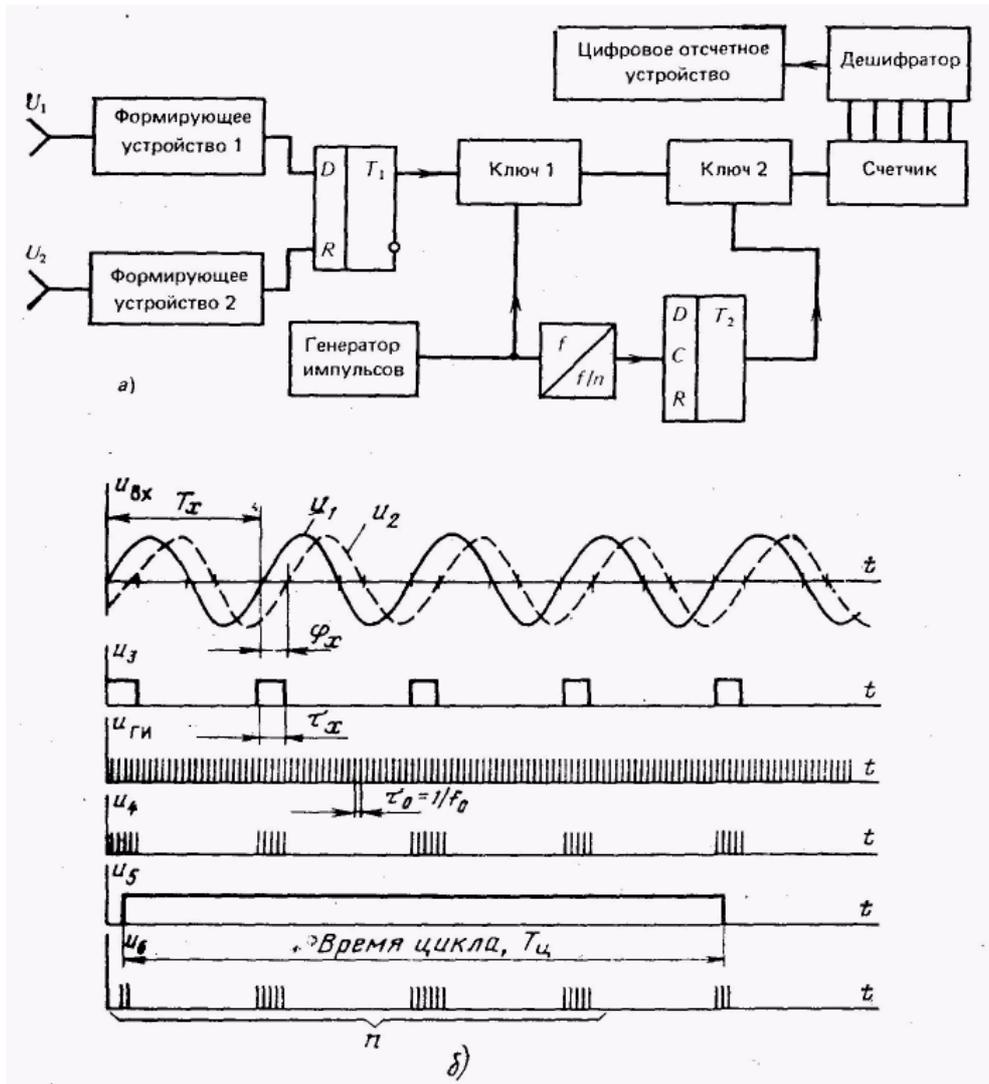


Рис. 9.10. Цифровой фазометр

Фазометр для измерения средних значений фазового сдвига с отсчетом непосредственно в градусах может быть построен по структурной схеме, изображенной на рис. 9.10, а.

Фазовый сдвиг, который необходимо измерить, так же как в аналоговом фазометре, преобразуется во временной интервал τ_x (рис. 9.10, б), который заполняется короткими импульсами частоты f_0 . Число импульсов в пачке

$$n_x = f_0 \tau_x = f_0 \frac{T_x}{2\pi} \varphi_x = \frac{f_0}{f_x} \frac{\varphi_x}{2\pi}$$

Пачки коротких импульсов через ключ 2 поступают на счетчик. Число пачек $a = T_u / T_x = T_u f_x$, причем чем больше a , тем точнее измерение: $T_u = n / f_0$, где n – коэффициент деления частоты импульсов генератора импульсов (ГИ).

Общее число импульсов, поступающих на счетчик

$$N = n_x a = \frac{f_0 \varphi_x n}{f_0 2\pi} = \frac{n}{2\pi} \varphi_x = k \varphi_x,$$

т. е. число импульсов не зависит от частот f_x и f_0 и прямо пропорционально фазовому сдвигу. Подбрав необходимый коэффициент деления n , можно получить отсчет в градусах и минутах фазового сдвига. Рассмотренный принцип использован в фазометре Ф2-4.

Погрешность цифровых фазометров для измерения среднего значения возникает как при квантовании интервала τ_x , так и при подсчете общего числа импульсов N . Суммарная погрешность выражается формулой

$$\delta_\varphi = 90^\circ / f_x T_u,$$

т.е. фазометр пригоден для измерения фазовых сдвигов относительно высокочастотных колебаний. При снижении частоты f_x погрешность увеличивается. Так, при $T_u = 10$ с и $f = 90$ Гц $\delta_\varphi = 0,1^\circ$. Погрешность можно снизить, увеличивая время измерения T_u .

10. ОСЦИЛЛОГРАФЫ

10.1. Общие сведения

Основным и наиболее широко применяемым прибором для исследования формы напряжения сигналов служит электронно-лучевой осциллограф – прибор для визуального наблюдения электрических сигналов и измерения их параметров с помощью электронно-лучевой трубки. Для него характерны высокая чувствительность, большое входное сопротивление, пренебрежимо малая инерционность, универсальность. Электронно-лучевые осциллографы делятся на виды: С1– осциллографы универсальные; С7 – осциллографы скоростные и стробоскопические; С8 – осциллографы запоминающие. Наиболее распространены универсальные осциллографы. Согласно ГОСТ 9810-69 их классифицируют по следующим признакам: количеству одновременно исследуемых сигналов – для исследования одного и нескольких сигналов; ширине полосы пропускания канала сигнала, определяемой нижней и верхней граничными частотами; характеру исследуемого сигнала – для наблюдения непрерывных, импульсных однократных и импульсных многократных сигналов; точности воспроизведения формы напряжения сигналов; точности измерения интервалов времени и пиковых значений напряжений (четыре класса точности); условиям эксплуатации (ГОСТ 22261-94).

10.2. Общая структурная схема и принцип действия электронно-лучевого осциллографа

Электрическая структурная схема универсального осциллографа изображена на рис. 10.1.

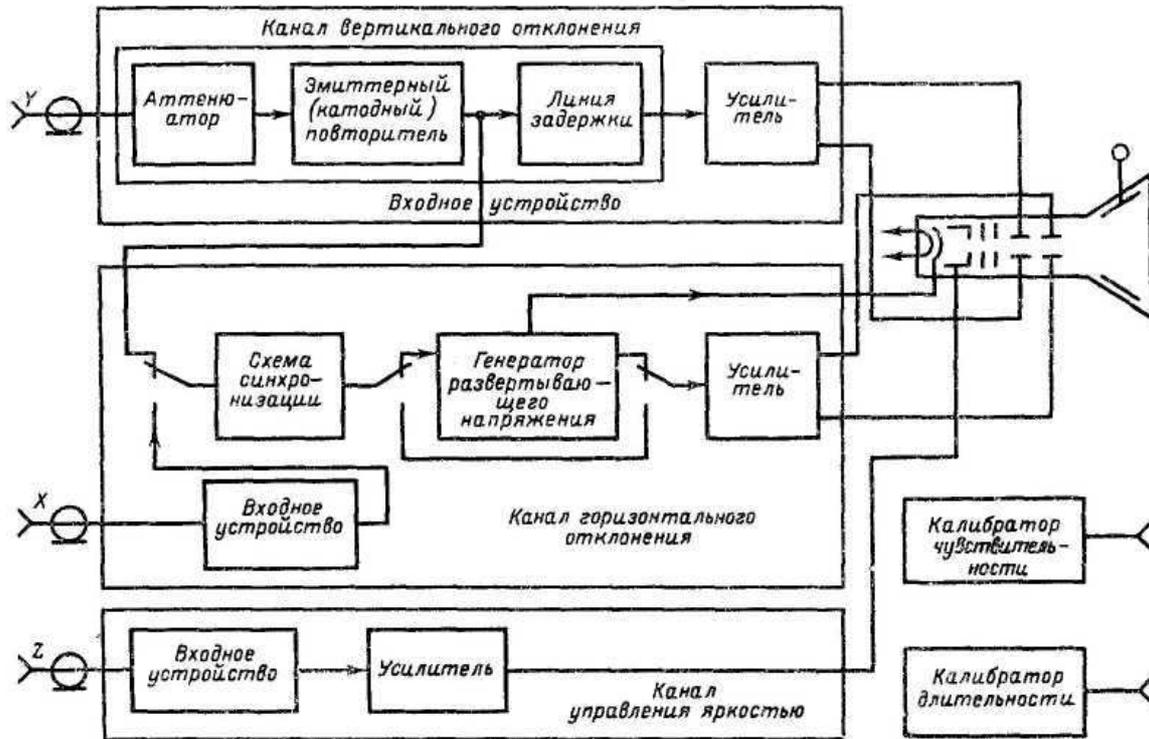


Рис. 10.1. Структурная схема осциллографа

Электронно-лучевая трубка (ЭЛТ) определяет принцип действия прибора, и от ее характеристик в значительной мере зависят параметры и возможности применения осциллографа в целом. В осциллографах используют главным образом ЭЛТ с электростатическим управлением лучом.

Принцип отображения формы напряжения на экране осциллографической трубки в общих чертах можно представить следующим образом.

Исследуемое напряжение является функцией времени, отображаемой в прямоугольных координатах графиком $u = f(t)$. Две пары пластин ЭЛТ отклоняют электронный луч в двух взаимно перпендикулярных направлениях, которые можно рассматривать как координатные оси. Поэтому для наблюдения на экране ЭЛТ исследуемого напряжения необходимо, чтобы луч отклонялся по горизонтальной оси пропорционально времени, а по вертикальной оси – пропорционально исследуемому напряжению (в каждый момент времени). С этой целью к горизонтально отклоняющим пластинам подводят пилообразное напряжение, которое заставляет луч перемещаться по горизонтали с постоянной скоростью слева направо и быстро

возвращаться обратно. Расстояние, проходимое лучом вдоль горизонтальной оси, получается пропорциональным времени.

Исследуемое напряжение подается на вертикально отклоняющие пластины, и, следовательно, положение луча в каждый момент времени соответствует значению исследуемого сигнала в этот момент. За время действия пилообразного напряжения луч вычерчивает кривую исследуемого сигнала. Наблюдаемое на экране изображение называют осциллограммой.

Функции, выполняемые основными узлами схемы, заключаются в следующем.

Канал вертикального отклонения Y , или канал сигнала, предназначен для передачи напряжения источника исследуемого сигнала на вход вертикально отклоняющих пластин ЭЛТ.

Канал горизонтального отклонения X , или канал развертки, служит для создания и передачи напряжения, вызывающего горизонтальное перемещение луча, преимущественно пропорционально времени.

Канал управления яркостью Z предназначен для передачи со входа Z на управляющий электрод ЭЛТ сигналов, модулирующих яркость свечения.

Калибраторы применяются для измерения параметров исследуемого сигнала. Как правило, ими являются устройства для измерения амплитуды и длительности напряжения сигналов (калибратор чувствительности и калибратор длительности).

Схема управления лучом связана с питающим устройством и содержит органы регулировки напряжений, управляющих яркостью, фокусировкой, астигматизмом и положением светящегося пятна на экране ЭЛТ.

10.3. Виды осциллографических разверток

Развертывающим напряжением в общем случае называют напряжение, определяющее траекторию и скорость перемещения луча ЭЛТ в отсутствие исследуемого сигнала. Траекторию, описываемую лучом, или след, создаваемый им на экране под действием развертывающего напряжения, называют разверткой. Если развертку получают в результате подачи развертывающего напряжения на одну пару отклоняющих пластин (как правило, горизонтально отклоняющих), то ее называют по форме развертывающего напряжения – пилообразная, экспоненциальная, синусоидальная. Когда же развертка создается подачей напряжения на обе пары пластин одновременно (и на радиально отклоняющий электрод – в специальных трубках), ее название определяется формой траектории, прочерчиваемой лучом: круговая, эллиптическая, спиральная, радиальная.

Линейная периодическая развертка создается пилообразным, т. е. линейно изменяющимся напряжением (рис. 10.2).

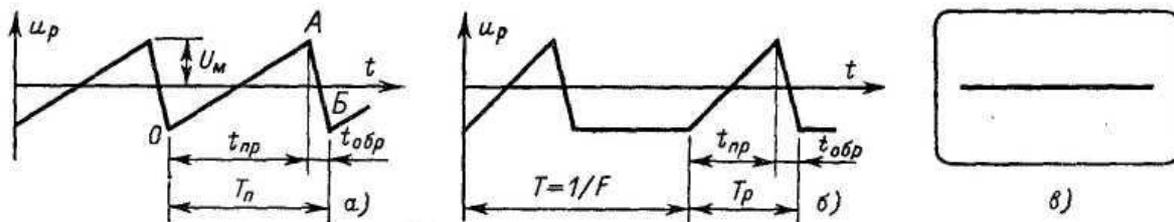


Рис. 10.2. Линейная периодическая развертка:

a – форма непрерывного периодического напряжения; *б* – форма развертывающего напряжения в виде периодически повторяющихся импульсов; *в* – линия развертки на экране

При минимальном значении напряжения (точка 0 на рис. 10.2, *a*) луч находится в крайнем левом положении на горизонтальной прямой экрана. По мере роста пилообразного напряжения луч перемещается слева направо с постоянной скоростью. Это перемещение, называемое прямым ходом луча, происходит в течение времени t_{np} , пока развертывающее напряжение не достигнет максимальной величины (точка А). При надлежащем выборе амплитуды пилообразного напряжения U_m луч за время прямого хода t_{np} переместится в крайнее правое положение экрана. Когда напряжение спадает от А до Б, луч совершает обратный ход – за время $t_{обp}$ быстро возвращается в исходное положение, чтобы в следующий период повторить цикл, состоящий из прямого и обратного хода.

Основные характеристики непрерывной периодической развертки (рис. 10.2, *a*): период $T_n = t_{np} + t_{обp}$ или частота $F_n = 1/T_n$ развертки и максимальное отклонение луча за период, определяемое амплитудой развертывающего напряжения. Импульсную периодическую развертку (рис. 10.2, *в*) характеризуют длительностью $T_n = t_{np} + t_{обp}$ (вместо периода), частотой следования импульсов F и максимальным отклонением луча. Для получения высококачественного изображения исследуемого процесса необходимо выполнение условия $t_{обp} \ll t_{gh}$. В современных осциллографах это требование всегда выполняется. Кроме того, луч гасят при обратном ходе или подсвечивают при прямом. Практически можно считать, что $T_n \approx t_n$ или $T_p \approx t_{np}$.

Чтобы линия развертки или изображение сигнала не мерцали при наблюдении, луч должен прочерчивать одну и ту же траекторию не менее 25 – 30 раз в секунду. При этом используется инерционная способность человеческого глаза сохранять зрительное впечатление примерно 1/15 с.

Изображение представляется наблюдателю неподвижным, если луч при каждом прямом ходе прочеркивает одну и ту же кривую, начинающуюся в одной и той же фазе. Для получения неподвижной осциллограм-

мы необходимо, чтобы период развертывающего напряжения T_n (или период T) был равен или кратен периоду исследуемого сигнала T_u , т. е.

$$T_n = T_u \text{ или } T_n = nT_u \quad (10.1)$$

Это достигается синхронизацией напряжения развертки исследуемым сигналом или внешним напряжением с периодом, соответствующим условию (10.1).

Пилообразное напряжение не бывает строго линейным. Часто оно изменяется по экспоненте, близкой к прямой, причем степень линейризации зависит от схемы генератора развертки.

Количественной мерой нелинейности служит коэффициент нелинейности γ , характеризующий степень непостоянства скорости нарастания напряжения в начале и конце прямого хода луча

$$\gamma = \frac{\left(\frac{du_p}{dt}\right)_{t=0} - \left(\frac{du_p}{dt}\right)_{t=t_{np}}}{\left(\frac{du_p}{dt}\right)} 100 \% ; \quad (10.2)$$

В осциллографах, служащих для наблюдения формы напряжения, коэффициент нелинейности в зависимости от класса точности прибора лежит в пределах от 3 % (класс I) до 20 % (класс IV), а в осциллографических измерителях интервалов времени он значительно меньше и составляет десятые и сотые доли процента.

Для исследования различных импульсных процессов и однократных импульсов применяют *ждушую развертку*. Ее сущность заключается в том, что развертывающее напряжение подается на горизонтально отклоняющие пластины лишь тогда, когда исследуемый импульс поступает на вход осциллографа. После того как под действием развертывающего напряжения луч совершит один цикл прямого и обратного хода, развертка прекращается и «ждет» прихода нового импульса, запускающего ее (рис. 10.3).

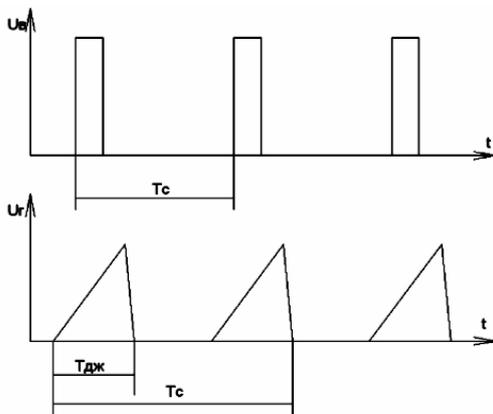


Рис. 10.3. К определению ждущей развертки

Ждущая линейная развертка характеризуется длительностью прямого хода пилообразного импульса $T_{жд}$ в милли-, микро- или наносекундах (предполагается, что развертывающее напряжение имеет амплитуду, при которой луч отклоняется почти на весь экран) или скоростью развертки

$$c = \frac{U_m}{T_{жд}} h_2,$$

выраженной в мм/мс, мм/мкс или мм/нс (h_g – чувствительность трубки к горизонтальному отклонению, мм/В). Часто скорость развертки выражают также в см/мкс и т. п.

Синусоидальная развертка получается при подаче на горизонтально отклоняющие пластины напряжения синусоидальной формы $u_p = U_m \sin(\omega t + \varphi_0)$. Линия развертки и в этом случае представляется наблюдателю прямой, но скорость движения луча неравномерна в различных частях экрана.

Для получения круговой развертки необходимо подать на оба входа осциллографа одновременно два гармонических напряжения одной и той же частоты, сдвинутых по фазе на 90° .

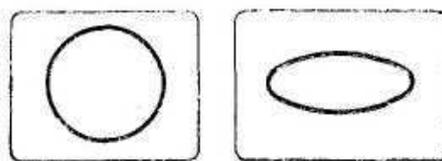


Рис. 10.4. Круговая и эллиптическая развертки

Амплитуды этих напряжений и коэффициенты передачи каналов X и Y осциллографа должны быть выбраны так, чтобы отклонения луча по горизонтали и вертикали были равными. Траектория движения луча – окружность (рис. 10.4, а), причем луч совершает один оборот за время, равное периоду синусоидального развертывающего напряжения. Эта развертка – частный случай эллиптической развертки (рис. 10.4, б). Если на обе пары отклоняющих пластин подать два гармонических напряжения, какие необходимы для получения круговой развертки, но отличающихся тем, что их амплитуды изменяются во времени по линейному закону, то луч будет описывать архимедову спираль. Такая развертка называется спиральной.

10.4. Основные узлы электронно-лучевого осциллографа

10.4.1. Канал вертикального отклонения

Состоит из входного устройства и усилителя (рис. 10.5). Основными характеристиками канала являются:

а) чувствительность – отношение видимого отклонения луча H к поданному на вход канала напряжению U

$$\varepsilon = H / U \quad (10.3)$$

Ее можно определить из формулы

$$\varepsilon = Kh_g / 1000 \quad (10.4)$$

где ε – чувствительность канала, мм/мВ; K – коэффициент передачи канала; h_g – чувствительность ЭЛТ к вертикальному отклонению, мм/В.

Величину, обратную чувствительности, называют коэффициентом отклонения;

б) полоса пропускания. При оценке свойств канала вертикального отклонения осциллографа интересуются главным образом полосой про-

пускания канала, полагая, что фазочастотная характеристика в этой полосе линейна;

в) входное активное сопротивление $R_{вх}$ и входная емкость $C_{вх}$.

Входное устройство. По схеме входной цепи канала Y различают осциллографы с открытым и закрытым входом. Открытым называют вход, при котором возможна передача постоянного тока через входную цепь прибора (рис. 10.5, а). Закрытый вход – вход, не пропускающий постоянной составляющей тока. Для его схемы характерно наличие разделительного конденсатора (рис. 10.5, б). Обозначают схему входа либо так, как показано на рис. 10.5, либо значками – (открытый вход) и \sim (закрытый вход).

Входное устройство канала вертикального отклонения состоит из аттенюатора, эмиттерного или катодного повторителя и линии задержки.

Аттенюатор или делитель напряжения (рис. 10.6, а) предназначен для регулировки чувствительности канала путем ослабления сигнала, имеет постоянный коэффициент передачи в широком диапазоне частот и обеспечивает высокое входное сопротивление канала Y . С помощью переключателя можно получать несколько значений коэффициента передачи напряжения, например, 1:1, 1:2, 1:5, 1:10, 1:20, 1:50, 1:100.

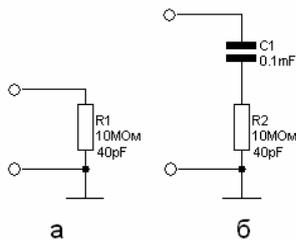


Рис. 10.5. Обозначения вида входа осциллографа на его передней панели

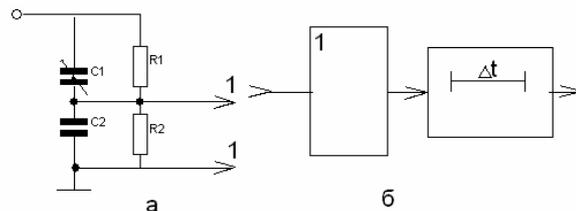


Рис. 10.6. Узлы входного устройства осциллографа

Схема, изображенная на рис. 10.6, а, отличается стабильностью коэффициента передачи аттенюатора в широкой полосе частот, что важно при исследовании коротких импульсных сигналов. Погрешность коэффициента передачи обычно меньше $\pm 10\%$.

Активное входное сопротивление у большинства осциллографов 0,5 – 1 МОм (за исключением низкоомного входа). Входная емкость составляет несколько десятков пикофарад.

Эмиттерный (катодный) повторитель обычно собирают таким образом, что нагрузкой служит линия задержки (рис. 10.6, б). На конце этой линии включены нагрузочный резистор, сопротивление которого согласовано с волновым сопротивлением линии, и потенциометр для плавной регулировки напряжения, подаваемого на вход усилителя вертикального отклонения.

Усилители вертикального отклонения. Для исследования слабых сигналов предусмотрены усилители, повышающие чувствительность канала. Необходимый коэффициент усиления определяется требуемой максималь-

ной чувствительностью канала. Многие осциллографы применяются для исследования напряжения в широком диапазоне частот и импульсов малой длительности. Их усилители вертикального отклонения выполняют широкополосными. Схемные решения усилителей обусловлены требованиями к полосе пропускания. В случаях, когда полоса сигнала должна превышать 10 МГц, приемлема схема усилителя на резисторах с простой коррекцией по высокой и низкой частоте. Такие усилительные каскады имеют достаточно равномерную амплитудно-частотную характеристику в полосе от единиц герц до 10 МГц. Более широкая полоса пропускания (20 – 30 МГц) достигается введением в подобные схемы усилителей сложной коррекции.

В некоторых осциллографах предусматривают возможность изменять полосу пропускания усилителя, устанавливая два оптимизированных значения. Одно из них соответствует максимальной полосе пропускания (например, 20 МГц) и называется широкой полосой, второе – во много раз меньше максимального (например, 2 МГц) – называется узкой полосой. Так как переход от узкой полосы к широкой достигается шунтированием нагрузочного резистора усилителя, то в режиме, соответствующем узкой полосе, чувствительность усилителя выше.

В приборах, предназначенных для осциллографирования коротких импульсов, применяют усилители с распределенным усилением, решающие задачу широкополосного усиления в полосе до 300 – 400 МГц.

Очень широкие эффективные полосы пропускания усилителей (единицы гигагерц) при относительно узких реальных полосах характерны для стробоскопических осциллографов.

Особенностью каскадов усилителей вертикального отклонения является симметричный выход, с помощью которого на отклоняющие пластины подаются симметричные относительно фиксированного уровня переменные напряжения.

Между выходными зажимами усилителя и входными зажимами вертикально отклоняющих пластин, как правило, имеется переключатель. Это расширяет возможности осциллографа: с одной стороны, имеется возможность подачи исследуемого сигнала непосредственно на вертикально отклоняющие пластины (минуя канал вертикального отклонения), с другой, – канал вертикального отклонения может быть использован как самостоятельный усилитель (ослабитель) с регулируемым усилением (ослаблением), однако выход у такого усилителя высокоомный.

10.4.2. Канал горизонтального отклонения

Содержит входной аттенюатор, генератор развертки, усилитель развертывающего напряжения (усилитель горизонтального отклонения), схему передачи синхронизирующих сигналов (усилитель синхронизации) – см. рис. 10.1. Последние два усилителя могут быть объединены вместе.

При этом канал X представляет собой четырехполюсник, входные зажимы которого соединены со входом X осциллографа, а выходные зажимы подключены к горизонтально отклоняющим пластинам трубки. Предусмотрена возможность работы канала в двух режимах: формирования развертывающего напряжения и усиления.

В первом режиме канал характеризуют параметрами сигналов, вырабатываемых генератором развертки: длительностями (частотами), амплитудой, скоростью изменения, коэффициентом нелинейности. Кроме того, указываются виды синхронизации и характеристики синхронизирующих сигналов.

Во втором режиме основные характеристики канала горизонтального отклонения аналогичны характеристикам канала вертикального отклонения: чувствительность, полоса пропускания, входное сопротивление и входная емкость.

Генератор развертки – это источник развертывающего напряжения. Внутри осциллографа содержатся генераторы пилообразного напряжения, обеспечивающие горизонтальное перемещение луча с постоянной скоростью. Для получения какой-либо другой развертки, например, синусоидальной, соответствующее напряжение нужно подавать на вход канала X от внешнего источника.

Пилообразное напряжение, вырабатываемое генератором развертки, имеет высокую линейность участка, создающего прямой ход луча: большую крутизну участка, вызывающего обратный ход луча; амплитуду, достаточную для отклонения луча на весь экран; длительность (частоту) развертки, регулируемую в широких пределах.

Общий принцип работы осциллографического генератора линейной развертки заключается в формировании напряжения развертки на обкладках конденсатора путем автоматического переключения последнего с заряда на разряд и наоборот с помощью коммутирующей схемы (переключателя). Исходя из этого принципа, можно изобразить упрощенную эквивалентную схему генератора развертки (рис. 10.7). В данной схеме резисторы R и r представляют собой эквивалентные цепи заряда и разряда конденсатора. Они могут быть достаточно сложными, содержать лампы, транзисторы, диоды, резисторы и тому подобные элементы.

Когда переключатель $П$, отображающий электронную коммутирующую схему, находится в положении 1, конденсатор C заряжается через резистор R . После перевода переключателя в положение 2 конденсатор разряжается через резистор r .

Развертка получается непрерывной при условии, что коммутирующая схема работает в автоколебательном режиме. Для создания ждущей развертки коммутатор должен работать в ждущем режиме, т. е. должен быть одновибратором.

В осциллографах для регулировки длительности или частоты развертки обычно предусматривают набор конденсаторов, переключением которых изменяют диапазон длительностей (частот) (переключатель *Время/дел* или *Длительность/дел*) и переменный резистор для плавной регулировки внутри диапазона (*Длительность плавно*). В некоторых осциллографах помимо набора конденсаторов имеется набор резисторов, с помощью которых диапазоны длительности разбивают на поддиапазоны (переключатель *Множитель*) и один переменный резистор для плавной подстройки.

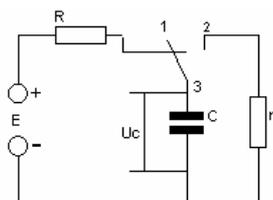


Рис. 10.7. Эквивалентная схема генератора развертывающего напряжения

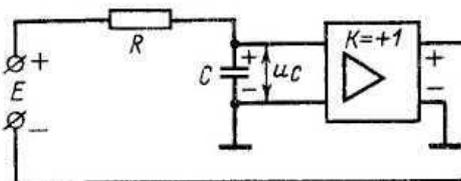


Рис. 10.8. Функциональная схема генератора развертки с положительной обратной связью

Напряжение U_c , формируемое на обкладках конденсатора, растет (убывает) по экспоненциальному закону. Его линеаризуют несколькими способами:

- 1) использованием лишь начального участка экспоненты (при этом амплитуда развертывающего напряжения во много раз меньше питающего напряжения E);
- 2) включением токостабилизирующего элемента в цепь заряда (разряда) конденсатора (пентод, насыщенный транзистор и т. п.);
- 3) введением в цепь заряда конденсатора положительной обратной связи, стабилизирующей ток (рис. 10.8); недостатком такой схемы является то, что источник питающего напряжения E изолирован от корпуса прибора;
- 4) применением отрицательной обратной связи (по току или по напряжению). Этот способ получил широкое распространение. Хорошими характеристиками обладают генераторы развертки, выполненные по схеме интегрирующего звена (интегратора). Такое звено представляет собой усилитель постоянного тока с коэффициентом усиления $K \gg 1$, охваченный глубокой отрицательной обратной связью с помощью RC -цепи (рис. 10.9, а).

Из уравнения интегрирующего звена

$$\frac{du_{\text{вых}}}{dt} = -\frac{1}{RC}u_{\text{вх}} \quad (10.5)$$

следует, что при $u_{\text{вх}} = U_0$ напряжение на выходе – линейная функция времени

$$u_{\text{вых}} = -\frac{U_0}{RC}t \quad (0 \leq t \leq t_{\text{пр}})$$

Коэффициент нелинейности выходного напряжения интегратора теоретически в $K+1$ раз ниже, чем в случае применения простой RC -цепи.

При подключении к входным зажимам интегрирующего звена мультивибратора (рис. 10.9, б) получается генератор периодического пилообразного напряжения. При переводе мультивибратора в режим одновибратора (в ждущий режим) образуется генератор ждущей развертки. Прямоугольные импульсы мультивибратора используют для подсвета при прямом ходе луча. Часто в качестве генератора прямоугольных импульсов

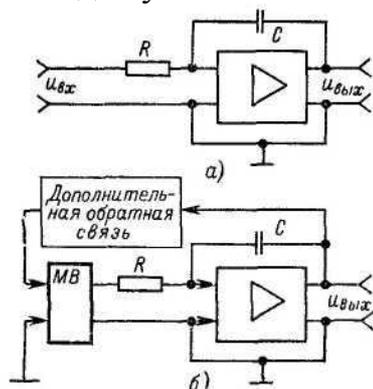


Рис. 10.9. Схемы генератора развертки с отрицательной обратной связью

применяют триггер Шмитта, который в зависимости от уровня напряжения смещения, подаваемого на электронный прибор (лампу или транзистор), ведет себя либо как мультивибратор (режим автоколебаний), либо как одновибратор (ждущий режим). Орган регулировки напряжения смещения обозначается надписью *Режим запуска* или *Стабильность*.

В современных осциллографах, как правило, применяется калиброванная развертка, при которой определенному горизонтальному отклонению луча соответствует строго определенная длительность. Развертывающее напряжение характеризуется высокой линейностью, а также тем, что пределы его изменения достаточно точно фиксируются (с помощью фиксирующей схемы и цепи дополнительной обратной связи). Таким образом, получается калиброванная скорость развертки. Это позволяет калибровать временной масштаб при измерениях.

Во многих осциллографах предусмотрены две калиброванные развертки. Первая – обычная развертка, создаваемая описанным генератором пилообразного напряжения, – называется основной или задерживающей. Вторая, формируемая с помощью второго генератора, аналогичного первому и работающего в ждущем режиме, называется задержанной разверткой, т. к. ее начало задержано на некоторое время относительно начала основной развертки. Это достигается запуском второго генератора развертки импульсом, получаемым на выходе сравнения, на один выход которой подано опорное постоянное напряжение $U_{оп}$, а на второй вход – пилообразное напряжение основной развертки. Изменяя размер опорного напряжения с помощью потенциометра, ручка которого расположена на передней панели осциллографа, можно «перемещать» момент начала задержанной развертки вдоль всей длительности основной развертки. Скорость задержанной развертки обычно в два, пять или десять раз выше скорости основной развертки. Таким образом, получают две оси времени с раз-

личными масштабами. Это позволяет наблюдать с помощью развертки растянутые участки осциллограммы, получаемой при основной развертке («электронная лупа»). Для увеличения яркости этой осциллограммы с генератора задержанной развертки может быть снят импульс подсвета. Наличие двух разверток дает возможность повысить точность измерения интервалов времени при непосредственном отсчете, поскольку опорное напряжение может быть заранее прокалибровано или измерено внутренним цифровым вольтметром.

Усилитель горизонтального отклонения. Предназначается для усиления напряжения, формируемого генератором развертки, уменьшения взаимного влияния между горизонтально отклоняющими пластинами трубки и генератором, преобразования несимметричного пилообразного напряжения в два симметричных напряжения. Схемы усилителей горизонтального отклонения аналогичны схемам усилителей канала вертикального отклонения, но коэффициенты усиления у первых ниже, а полосы пропускания несколько уже, чем у вторых. Оконечный каскад также строится по двухтактной фазоинверсной схеме.

Схема синхронизации. Служит для передачи синхронизирующих сигналов к генератору развертки из канала вертикального отклонения, от внешнего источника или от питающей сети. Она состоит из усилителя синхронизирующих сигналов, каскада изменения их полярности, переключателя видов синхронизации и полярности сигналов (переключатель *Синхронизация*). Усилитель собирается обычно по схеме на резисторах, имеет регулировку усиления (*Усиление X*), с помощью которой изменяется амплитуда синхронизирующего напряжения, подаваемого в схему генератора развертки. В ряде осциллографов предусматривают создание такого режима усиления, при котором гармонический сигнал преобразуется в симметричный прямоугольный (меандр). Последующее дифференцирование этого сигнала позволяет получить короткие импульсы, используемые для синхронизации генератора развертки в автоколебательном режиме. Каскад изменения полярности обеспечивает одинаковую полярность синхронизирующих сигналов, непосредственно запускающих генератор развертки, при любой полярности импульсов, поступающих на вход усилителя.

Возможность объединения обоих усилителей канала горизонтального отклонения (переключатель *Синхронизация* устанавливают в положение «*Усиление X*») расширяет функции осциллографа. Создается возможность горизонтальной развертки луча напряжением внешнего источника. Кроме того, объединенный усилитель может быть использован и в качестве самостоятельного прибора аналогично усилителю вертикального отклонения.

Канал управления яркостью (канал Z). Состоит из входного устройства и усилителя, позволяющих регулировать коэффициент передачи канала. Сигналы, подводимые ко входу *Z*, используются для модуляции яркости свечения траектории, прочерчиваемой лучом на экране.

10.4.3. Калибраторы

Калибраторы – это меры, с помощью которых градуируют или проверяют градуировочные характеристики осей (шкал) экрана осциллографа: вертикальной – в единицах напряжения, горизонтальной – в единицах времени. При градуированных осях (шкалах) создается возможность измерения, с одной стороны, амплитуды напряжения исследуемого сигнала, с другой, – длительности импульсов, интервала времени между импульсами и т. п.

В осциллографе содержатся два калибратора: чувствительности (калибратор амплитуды) и длительности.

Калибратор чувствительности – это источник напряжения, по которому устанавливают номинальную чувствительность канала вертикального отклонения

$$\varepsilon_{ном} = H_K / U_K ,$$

где $\varepsilon_{ном}$, см/В; H_K , см – строго определенное (калиброванное) видимое отклонение луча; U_K – строго определенное (калиброванное) напряжение, подаваемое на вход усилителя вертикального отклонения.

Согласно формуле (10.4), которую для выражения $\varepsilon_{ном}$ в см/В можно записать в виде

$$\varepsilon_{ном} = K_{ном} h_v / 10 ,$$

номинальная чувствительность устанавливается регулировкой коэффициента передачи канала.

Когда вертикальная ось экрана проградуирована, то измеряемая амплитуда напряжения находится из соотношения

$$U_{м.изм} = H / \varepsilon_{ном} , \quad (10.5)$$

где H – видимое отклонение луча, вызываемое исследуемым сигналом.

Удобнее располагать значением номинального коэффициента отклонения

$$d_{ном} = 1 / \varepsilon_{ном} = U_K / H_K$$

Тогда

$$U_{м.изм} = H d_{ном} \quad (10.6)$$

Размер H_K , необходимый для установки чувствительности или коэффициента отклонения, задается с помощью масштабной сетки (рис.10.10). В современных осциллографах применяются ЭЛТ с внутренней масштабной сеткой, расположенной в плоскости экрана (в той же плоскости, что и люминофор).

Это конструктивное решение практически исключает погрешности отсчета, обусловленные параллаксом. Такие ЭЛТ называют трубками с внутренней шкалой и беспараллаксным отсчетом. В осциллографах более старых выпусков перед экраном установлен диск из прозрачного материала, на котором нанесена масштабная сетка.

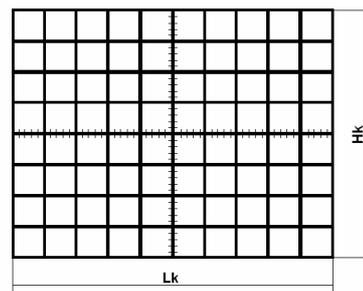


Рис. 10.10. Масштабная сетка

Напряжение U_K вырабатывает калибратор, который может быть выполнен, например, по схеме мультивибратора, генерирующего прямоугольные импульсы размахом U_p . Эти импульсы передаются через эмиттерный повторитель и делитель напряжения на выход калибратора. Последний соединяют со входом Y осциллографа.

Калибратор длительности – это мера времени, с помощью которой либо проверяют длительность калиброванной развертки, либо калибруют временной масштаб. В современных осциллографах больше распространен первый вариант.

Калиброванная по длительности развертка обеспечивает горизонтальное отклонение луча на строго определенное расстояние L_K при строго определенной длительности T_p . Отношение $q = T_p / L_K$, выраженное, например, в мкс/см, определяет градуировочную характеристику оси времени или временной масштаб. Числа q обозначают положения переключателя длительности развертки. Таким образом, генератор калиброванной развертки служит рабочей мерой времени.

Перед началом измерений временных характеристик сигналов (длительности импульса, периода следования импульсов и др.) проверяют длительность развертки по образцовой мере. Функции образцовой меры времени выполняет содержащийся внутри осциллографа кварцевый генератор, вырабатывающий напряжение определенной и стабильной частоты (например, 100 кГц). Этот генератор и называют калибратором длительности. Иногда функции обоих калибраторов совмещены в одном устройстве.

В осциллографах более старых выпусков калибратор длительности представляет собой генератор синусоидальных колебаний ударного возбуждения. Напряжение генератора подается на управляющий электрод или катод электронно-лучевой трубки и модулирует яркость свечения: изображение исследуемого импульса, наблюдаемое на экране трубки, состоит из чередующихся ярких и темных отрезков. Расстояние между серединами ярких (темных) меток равно периоду собственных колебаний контура, включенного в схему генератора. Переключением колебательных контуров изменяют цену калибровочной метки.

В некоторых осциллографах на экране высвечиваются масштабные коэффициенты или отображаются результаты измерений в буквенно-цифровой форме. Имеются приборы, в которых вместо калибраторов применены встроенные цифровые вольтметры, измерители интервалов времени и частотомеры с цифровой индикацией результатов измерений.

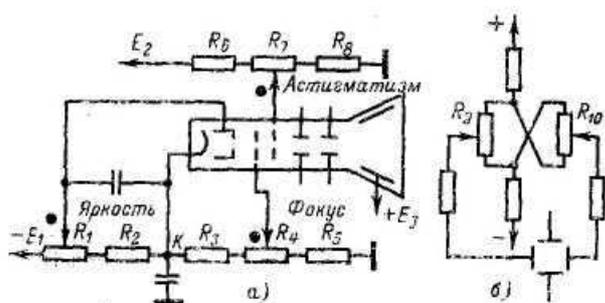


Рис. 10.11. Схемы управления лучом трубки

Схема управления лучом трубки. Питание ЭЛТ осуществляется постоянными напряжениями, получаемыми от выпрямителей (рис. 10.11, а). Яркость регулируется потенциометром R_1 (ручка *Яркость*), изменяющим потенциал управляющего электрода относительно катода.

Фокусируют луч с помощью потенциометра R_4 (ручка *Фокус*), изменяющего потенциал первого анода. Дополнительная фокусировка достигается в результате уменьшения астигматизма (искажения осциллограммы, связанного с неодинаковым качеством фокусировки по обеим осям) путем регулировки потенциала второго анода с помощью переменного резистора R_7 (ручка *Астигматизм*).

Смещение луча по осям X и Y достигается изменением постоянного напряжения между однородными отклоняющими пластинами (рис. 10.11, б).

10.5. Синхронизация развертки

Запускать генератор ждущей развертки можно исследуемым импульсом (внутренняя синхронизация) или импульсом, вырабатываемым внешним по отношению к осциллографу источником (внешняя синхронизация).

Принцип внутренней синхронизации состоит в том, что исследуемый импульс дифференцируют и полученным в результате дифференцирования коротким импульсом, соответствующим фронту исследуемого сигнала, возбуждают генератор развертки.

При синхронизации ждущей развертки необходимо создать условие наблюдения неискаженного фронта исследуемого импульса – сделать так, чтобы начало напряжения развертки, отклоняющего луч по горизонтали, несколько опережало момент прихода фронта исследуемого импульса на вертикально отклоняющие пластины. Такая задача решается двумя основными способами:

1) применением линии задержки в канале вертикального отклонения. При этом генератор ждущей развертки запускается коротким импульсом,

получающимся в результате дифференцирования фронта исследуемого импульса, подаваемого из цепи, предшествующей линии задержки;

2) запуском генератора ждущей развертки и устройства, импульс которого подлежит наблюдению, одним и тем же синхронизирующим импульсом. При этом исследуемый импульс не задерживают в канале вертикального отклонения, а строят систему запуска так, чтобы генератор развертки запускался немного раньше, чем исследуемое устройство.

Когда используется второй способ, то имеется возможность подавать исследуемый импульс непосредственно на вертикально отклоняющие пластины (если, разумеется, амплитуда импульса достаточна для значительного отклонения луча).

Синхронизация непрерывной развертки, применяемой при исследовании периодических сигналов, обеспечивает автоматическое осуществление условия (10.1). Чаще всего используется синхронизация напряжением исследуемого сигнала. Последнее передается из канала вертикального отклонения в усилитель синхронизации. Там оно значительно усиливается, ограничивается и дифференцируется, т. е. из него формируются короткие однополярные импульсы с периодом следования, равным периоду исследуемого напряжения (иногда для решения этой задачи включают специальные формирующие каскады). Полученные импульсы подаются на мультивибратор генератора периодической развертки (режим автоколебания) и вынуждают мультивибратор опрокидываться в моменты прихода импульсов. Таким образом, момент скачка – начала цикла (периода) работы мультивибратора согласован с моментом появления синхронизирующего импульса.

Синхронизацию работы мультивибратора импульсами можно осуществить и так, что частота синхронизированных колебаний будет в целое число раз ниже частоты следования синхронизирующих импульсов. В этом случае длительность развертывающего напряжения оказывается кратной периоду исследуемого напряжения.

10.6. Двухканальные и двухлучевые осциллографы

Применяются для одновременного наблюдения осциллограмм двух сигналов на экране одной электронно-лучевой трубки. Такая необходимость возникает при сопоставлении выходных сигналов устройств с входными, исследовании разнообразных преобразователей сигналов, схем задержки импульсов, анализе искажений формы сигнала при прохождении

через электрические и радиотехнические цепи, исследовании фазовых сдвигов, сравнении сигналов в различных сечениях сложной системы и т.п.

Двухканальный осциллограф содержит два канала вертикального отклонения и электронный переключатель, который попеременно подает выходные сигналы каналов *I* и *II* на одни и те же вертикально отклоняющие пластины обычной электронно-лучевой трубки. Каналы *I* и *II* идентичны; в составе каждого из них аттенюатор, эмиттерный повторитель, предварительный усилитель (с ним связан орган перемещения изображения по вертикали) и двухтактный фазоинвертор, преобразующий несимметричные входные сигналы в симметричные. Выходы фазоинверторов обоих каналов соединены со входами электронного коммутатора, после которого включены общие для обоих каналов предоконечный усилитель, линия задержки и окончательный усилитель (с ним связан орган поиска луча), выходное напряжение которого поступает на вертикально отклоняющие пластины трубки. Обычно предусматривают четыре режима работы каналов: одноканальный (работает либо канал *I*, либо канал *II*), чередования каналов (поочередное включение каналов после каждого хода развертки), прерывания (работают оба канала, но переключения производятся с частотой 500 кГц – 1 МГц), алгебраического сложения (одновременная работа обоих каналов на одну нагрузку). В двухканальных осциллографах имеются две развертки: основная и задержанная (создаваемые с помощью двух генераторов развертки и схемы сравнения). Развертка *A* служит для обычных наблюдений, развертка *B* – для получения растянутых участков кривых, наблюдаемых на развертке *A*.

На основе двухканального принципа строят и многоканальные осциллографы, в которых число используемых каналов доходит до восьми. В последнее время получили распространение трехканальные осциллографы: третий канал служит для наблюдения сигнала внешней синхронизации. Это дает возможность судить о временных соотношениях между сигналами. В качестве примеров двухканальных осциллографов можно назвать приборы С1-64, С1-75, С1-82.

Двухлучевой осциллограф имеет специальную электронно-лучевую трубку с двумя лучами. Ее конструкция состоит из стеклянной колбы, внутри которой помещены две отдельные электронно-оптические системы и соответственно две независимые системы отклоняющих пластин. Совокупность этих систем образует два электронных луча, действующих на один общий экран, что позволяет наблюдать одновременно две осциллограммы. В осциллографе два полностью независимых канала вертикального отклонения: каждый содержит все узлы канала *У* однолучевого осциллографа – от входных зажимов до «своей» пары вертикально отклоняющих пластин. Генераторы развертки (иногда один генератор) у большинства приборов общие. Встречаются двухлучевые осциллографы с коммутатором. Такие приборы получают четырехканальными. В качестве приме-

ров двухлучевых универсальных осциллографов можно назвать приборы С1-16, С1-18, С1-55 и др.

У каждой разновидности осциллографов – двухлучевых или двухканальных – имеются свои преимущества. Первые позволяют наблюдать два сигнала отдельно и совместно. Поэтому такие осциллографы применяют для исследования двух неповторяющихся сигналов малой длительности (если двухлучевая трубка имеет независимые пары горизонтально отклоняющих пластин, то имеется возможность наблюдать неповторяющиеся сигналы при различных развертках). Незаменимы двухлучевые приборы и при детальном изучении нестационарных процессов. Преимуществом двухканальных осциллографов являются более низкая стоимость и существенно лучшие характеристики, чем у двухлучевых.

10.7. Скоростные и запоминающие осциллографы

10.7.1. Особенности скоростных осциллографов

Наиболее характерными узлами, отличающими наносекундные, пикосекундные и СВЧ осциллографы от обычных, являются усилитель вертикального отклонения, генератор развертки и специальная ЭЛТ.

Усилитель вертикального отклонения отличается широкополосностью. В скоростных осциллографах применяют усилители с распределенным усилением, усилители на лампах с вторичной эмиссией и др.

Генераторы развертки скоростных осциллографов обеспечивают высокую скорость развертки при прямом ходе луча. Они характеризуются также малым временем срабатывания и выдают импульсы для быстрого подсвета ЭЛТ. Жесткие требования предъявляются к схемам синхронизации развертки, подсвета и включения луча. Для получения высокой чувствительности при широкой полосе пропускания в скоростных осциллографах применяют специальные электронно-лучевые трубки. Наибольшее распространение получили трубки с бегущей волной. Такие ЭЛТ применяют без усилителя вертикального отклонения. Осциллограф С7-10А, в котором применена трубка бегущей волны с системой квадрупольных линз, имеет следующие характеристики: полоса пропускания 0 – 1,2 ГГц; чувствительность 10 мм/В; скорость развертки от 10 мм/мкс до 4 мм/нс; погрешность измерения амплитуды 20 %, длительности 10 %.

10.7.2. Стробоскопические осциллографы

Для исследования быстропротекающих процессов или очень коротких импульсов (периодически повторяющихся или искусственно периодизируемых) успешно применяется стробоскопический метод осциллографирования. Он позволяет значительно уменьшить скорость развертки по сравнению с той, которая требуется при непосредственном наблюдении

исследуемого импульса на скоростном осциллографе, и резко сузить полосу пропускания усилителя вертикального отклонения, что решает проблему усиления сигнала. Не требуя применения специальных ЭЛТ, метод дает возможность получить эквивалентную полосу пропускания порядка сотен и тысяч мегагерц при фактической полосе пропускания усилителя вертикального отклонения в десятки килогерц или единиц мегагерц и чувствительности до 1 мм/мВ.

Уменьшение скорости развертки достигается трансформацией масштаба времени. На экране осциллографа получается изображение кривой, подобной кривой исследуемого сигнала, но в увеличенном временном масштабе. Осуществляется стробоскопический метод с помощью амплитудно-импульсной модуляции (АИМ) исследуемого сигнала. При этом роль переносчиков информации играют короткие стробирующие импульсы, длительность которых значительно меньше длительности импульса, подлежащего осциллографированию. Принцип трансформации масштаба времени поясняет рис. 10.12.

Исследуемый сигнал (рис. 10.12, а) представляет собой повторяющиеся импульсы с периодом T (частота повторений $F = 1/T$). Этим сигналом модулируется последовательность коротких импульсов с периодом следования $T + \Delta T$ (интервал ΔT называют интервалом дискретизации или считывания), причем период T кратен интервалу считывания ΔT . В результате модуляции получают импульсы, высоты которых пропорциональны значениям исследуемого напряжения в отдельные моменты времени (рис. 10.12, б).

Первое дискретное значение считывается в 1-м импульсе исследуемого сигнала стробирующим импульсом c_1 , сдвинутым относительно опорного импульса o_1 на интервал ΔT ; второе дискретное значение считывается во 2-м импульсе сигнала стробирующим импульсом c_2 , сдвинутым от опорного импульса o_2 на интервал $2\Delta T$; третье дискретное значение – в 3-м импульсе сигнала импульсом c_3 , причем интервал o_3c_3 равен $3\Delta T$, и т.д. Таким образом, осциллографируемый сигнал полностью считывается по точкам импульсами $c_1, c_2, c_3, c_4, c_5, c_6$ (рис. 10.12, в). После этого процесс считывания многократно повторяется.

Масштаб времени увеличивается во столько раз, во сколько период следования T осциллографируемых импульсов больше интервала считывания ΔT . При этом для получения изображения на экране стробоскопического осциллографа требуется скорость развертки в $m = T/\Delta$ раз меньше, чем для получения такого же изображения непосредственно на экране скоростного осциллографа.

Масштаб можно растянуть еще больше, если считать каждое последующее дискретное значение исследуемого сигнала не в идущих подряд импульсах исследуемого сигнала, а после пропуска некоторого числа p импульсов.

Итак, сущность стробоскопического метода осциллографирования заключается в считывании дискретных значений исследуемого сигнала путем амплитудной модуляции исследуемым напряжением последовательности коротких стробирующих импульсов, фаза которых изменяется относительно исследуемого сигнала, а их частота F_{cmp} равна или в целое число p раз меньше ($F_{cmp} = F / p$) частоты повторения F исследуемого напряжения. При этом с каждым из повторяющихся сигналов должно совпадать не более одного стробирующего импульса.

Возможность применения при стробоскопическом осциллографировании усилителя вертикального отклонения с полосой пропускания, во много раз более узкой, чем требуется при непосредственном наблюдении наносекундной или пикосекундной длительности импульсов на экране скоростного осциллографа, обусловлена следующим. Так как моменты появления стробирующих импульсов, считывающих соседние дискретные значения исследуемого сигнала, разделены значительными интервалами времени $T = 1 / F$ или $pT = p / F$, то можно растянуть, удлинить промодулированные сигналом стробирующие импульсы и тем самым во много раз сузить их спектр.

Кроме того, поскольку информацию о считанном дискретном значении сигнала несет только амплитуда стробирующего импульса, то при усилении промодулированных стробирующих импульсов нет заботы о сохранении их формы. Поэтому наличие частотных искажений, вносящих систематическую погрешность, при линейном режиме работы усилителя не нарушает пропорциональности между амплитудой выходного напряжения и амплитудой усиливаемого стробирующего импульса.

Стробоскопическое осциллографирование можно производить обычным импульсным осциллографом, дополнив его специальным функциональным блоком (рис. 10.13). Синхронизирующие импульсы (рис. 10.14, а) поступают через вход 2 в формирователь. Он содержит усилитель-ограничитель, увеличивающий крутизну фронтов импульсов, и делитель частоты, понижающий в случае необходимости частоту следования импульсов синхронизации. Сформированные импульсы запускают генератор «быстрой пилы». Напряжение этого генератора сравнивается в схеме

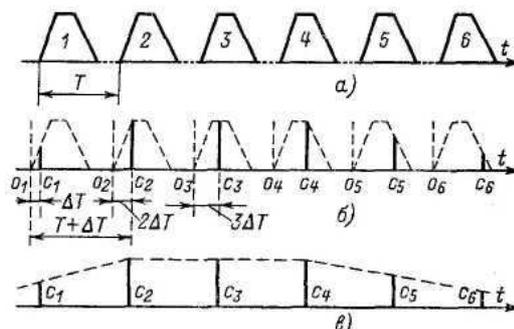


Рис. 10.12. Принцип трансформации масштаба времени

автоматического сдвига импульсов с напряжением генератора развертки осциллографа («медленной пилой» – рис. 10.14, б), который также запускается синхронизирующим импульсом. В течение одного цикла «медленной пилы» ее напряжение несколько раз становится равным напряжению «быстрой пилы». В каждый момент равенства этих двух напряжений на выходе схемы автоматического сдвига возникает импульс (рис. 10.14, в), которым запускается генератор стробирующих импульсов. Последние одновременно с подачей на преобразователь поступают в генератор «быстрой пилы» и срывают его колебания. Период следования стробирующих импульсов получается равным $T + \Delta T$ ($pT + \Delta T$), и сдвиг каждого последующего стробирующего импульса относительно соответствующего ему синхронизирующего (опорного) импульса увеличивается на ΔT . Из рис. 10.14 видно, что интервал считывания ΔT можно регулировать изменением крутизны (скорости изменения) «медленной пилы» напряжения.

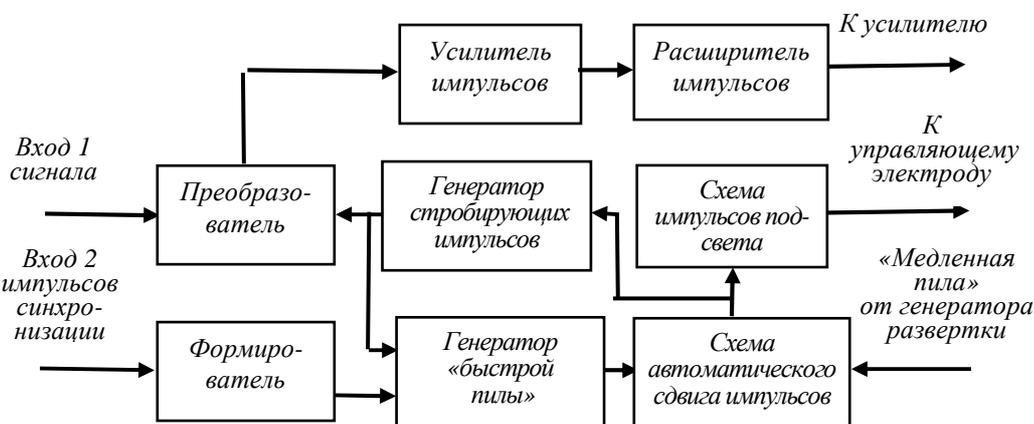


Рис. 10.13. Структурная схема дополнительного стробоскопического блока к осциллографу

Исследуемый сигнал подводится через вход 1 (см. рис. 10.13) к преобразователю, где осуществляется амплитудная модуляция стробирующих импульсов (АИМ).

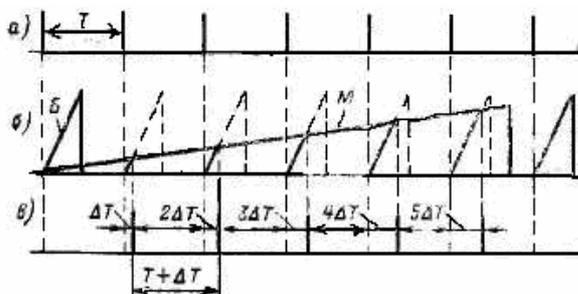


Рис. 10.14. Принцип автоматического сдвига стробирующих импульсов

С выхода преобразователя импульсы поступают через усилитель и расширитель на вход канала вертикального отклонения. К вертикально отклоняющим пластинам подводятся импульсы, амплитуды которых пропорциональны считываемым значениям исследуемого сигнала.

Схема подсвета обеспечивает наблюдение вершин импульсов, несущих информацию о считанных значениях сигнала в виде светящихся точек. Так получается осциллограмма исследуемого сигнала. Использование демодулятора АИМ (ФНЧ) позволяет получать непрерывное изображение.

Стробоскопический метод обеспечивает высокую чувствительность осциллографа, т. к. благодаря узкой полосе пропускания усилительного канала последний имеет низкий уровень собственных шумов.

Рассмотренный принцип считывания сигнала по точкам позволяет со сравнительно большой степенью точности измерять интервалы времени на сигнале и легко изменять временной масштаб осциллограммы. Искажения осциллограмм, получаемых при стробоскопическом осциллографировании, зависят от выбора интервала считывания и погрешностей, вносимых преобразователем.

Промышленностью выпускаются как специальные стробоскопические осциллографы, так и дополнительные блоки (стробоскопические приставки) к обычным низкочастотным осциллографам.

О возможностях стробоскопического осциллографа можно судить по характеристикам прибора С7-13: эффективная полоса пропускания 0 – 10 ГГц; чувствительность 0,2 дел/мВ; длительность развертки от 2 нс/дел до 0,5 с/дел.

10.7.3. Запоминающие осциллографы

Они обладают свойствами запоминать и длительно воспроизводить исследуемые сигналы. Основное отличие таких осциллографов от универсальных – в применении запоминающих трубок с видимым изображением. Записываемый сигнал хранится в форме потенциального рельефа и может быть впоследствии воспроизведен путем считывания рельефа электронным лучом.

Однократный процесс запоминается трубкой на длительное время. Записанный сигнал может сохраняться весьма долго, если электронный луч заперт или осциллограф полностью выключен. Имеется возможность последовательно запоминать несколько процессов (без нарушения предыдущих записей) и впоследствии считывать все записи одновременно. Ненужные записи могут быть мгновенно стерты. Предусмотрены схемы регулировки скорости записи, времени воспроизведения, а также стирания записи.

Запоминающие осциллографы характеризуют помимо общих параметров универсальных приборов специфическими параметрами, к которым относятся: скорость записи (км/с), время памяти при воспроизведении изображения (мин), время памяти без воспроизведения изображения (ч).

Представление о возможностях запоминающих осциллографов дают параметры прибора С8-12: полоса пропускания – 5 сменных блоков усилителей с полосами от 0 – 50 МГц до 0 – 3,5 ГГц; коэффициент отклонения 10 МВ/дел – 5 В/дел; диапазон длительностей разверток – два сменных блока с длительностями соответственно 0,1 – 5 мкс/дел и 0,1 мкс/дел – 0,5 с/дел; максимальная скорость записи 4000 км/с; время воспроизведения 40 с; время сохранения записи 7 ч; погрешности измерения амплитуды и интервалов времени 10 %.

10.8. Техника осциллографирования напряжений

10.8.1. Общие сведения

При исследовании формы напряжения с помощью осциллографа требование точности сводится к тому, чтобы искажения не превосходили допустимых, т. е. обеспечению соответствия осциллограммы истинной форме напряжения. Осуществление этого требования прежде всего зависит от выбора осциллографа. Необходимо также выполнить ряд условий неискаженного наблюдения, заключающихся в правильном подключении осциллографа к исследуемому объекту, выборе режимов работы прибора, синхронизации развертки с исследуемым сигналом, получении оптимальных размеров изображения и др.

10.8.2. Выбор осциллографа

Выбирая осциллограф, нужно четко и ясно представлять особенности объекта исследования, знать характеристики прибора и понимать роль каждой из них в предстоящем исследовании, принять меры к тому, чтобы влияние осциллографа на работу исследуемого устройства не превосходило допустимых пределов.

Выбор осциллографа зависит от характера исследуемого сигнала. При исследовании гармонических и других периодических напряжений используют осциллограф с периодической разверткой, длительность которой обеспечивает наблюдение интересующего числа периодов (части периода) сигнала.

Для осциллографирования одиночных импульсных сигналов, последовательности импульсов, характеризуемой большой скважностью, кодовых групп импульсов требуется ждущая развертка. В случае очень коротких импульсов осциллограф должен быть скоростным, позволяющим получить высокую скорость развертки, при которой импульс может быть развернут если не на весь экран, то на значительную его часть.

Согласно размаху напряжения исследуемого сигнала выбирают осциллограф с определенной максимальной чувствительностью канала вертикального отклонения. Чувствительность можно уменьшить, изменяя усиление усилителя и коэффициент передачи аттенюатора. При выборе чувствительности нужно исходить из того, что размер изображения по вертикали должен быть удобен для наблюдения.

Исследуя сигналы большой амплитуды, нужно знать максимально допустимое значение напряжения, которое можно подавать на осциллограф, и чувствительность ЭЛТ к вертикальному отклонению. Иногда приходится применять осциллограф с выносным делителем напряжения или пользоваться отдельным внешним делителем. Осциллографируя сигналы весьма малой амплитуды, наоборот, включают дополнительный усилитель.

При выборе осциллографа серьезное внимание должно быть обращено на его амплитудно-частотную или переходную характеристику. Особенно это важно при исследовании импульсных сигналов. Верхнюю граничную частоту полосы пропускания $F_в$ (фактически ширину полосы, так как $\Delta F = F_в - F_н \approx F_в$), необходимую для передачи прямоугольного импульса с небольшими искажениями фронта, можно определить по формуле

$$F_в \approx 0,4 / \tau_{ф.а}, \quad (10.7)$$

где $\tau_{ф.а}$ – активная длительность фронта, т. е. длительность, заключенная между уровнями 0,1 и 0,9 U_m .

От нижней граничной частоты полосы $F_н$ зависит величина спада вершины импульса ΔU_m . Эта частота определяется из выражения

$$F_н \leq \frac{\delta_{U_m}}{2\pi\tau_u}, \quad (10.8)$$

где $\delta_{U_m} = \Delta U_m / U_m$ – допустимая относительная величина спада вершины импульса.

Входное активное сопротивление и входная емкость должны соответствовать параметрам исследуемой схемы и характеристикам сигнала. При осциллографировании прямоугольных импульсов с крутыми фронтами необходимо выбирать прибор с минимальной входной емкостью. Длительность развертки должна соответствовать длительности исследуемого сигнала. Если применяется ждущая развертка, то следует учесть требования к длительности и амплитуде импульса, запускающего генератор ждущей развертки.

Когда горизонтальную развертку осуществляют от внешнего источника напряжения, то, выбирая осциллограф, следует проверить соответствие чувствительности, полосы пропускания и входных параметров канала горизонтального отклонения характеристикам развертывающего напряжения.

В случае, когда в процессе измерений предполагается модуляция яркости напряжением внешнего источника, нужно, выбирая осциллограф, поинтересоваться полосой пропускания канала Z и требуемым уровнем модулирующего напряжения.

Применяя осциллограф для измерения параметров исследуемых сигналов – длительности и амплитуды, важно знать погрешности измерения этих параметров.

10.8.3. Подключение осциллографа к источнику исследуемых сигналов

Осциллографируемый сигнал подводится ко входу осциллографа проводами или коаксиальным кабелем. Простые соединительные провода применяются при наблюдении непрерывных сигналов низких и средних

частот, высокочастотные кабели – при исследовании импульсов и напряжений высоких частот.

Сигналы малой амплитуды подают на вход Y прибора. При достаточно большой амплитуде, но не свыше примерно 150 – 200 В (точно предел определяется чувствительностью трубки), исследуемое напряжение (особенно импульсное) целесообразно подавать непосредственно на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ.

При подключении осциллографа к исследуемой схеме следует иметь в виду, что его входное активное сопротивление и входная емкость в определенных случаях могут заметно изменить режим работы схемы. Для ослабления влияния входной цепи осциллограф подключают к исследуемому объекту через вспомогательный эмиттерный (катодный) повторитель, имеющий большое входное активное сопротивление, малую входную емкость, равномерную амплитудно-частотную характеристику в широкой полосе и коэффициент передачи, близкий к единице.

При исследовании высоковольтных импульсных напряжений между выходом источника исследуемого сигнала и входом осциллографа (вертикально отклоняющими пластинами ЭЛТ) включают делитель напряжения. Последний должен иметь большое входное сопротивление (по сравнению с сопротивлением исследуемого объекта), сохранять постоянство коэффициента передачи в широкой полосе частот, обладать малым выходным сопротивлением (по сравнению с сопротивлением входа Y или пластин ЭЛТ), чтобы подключение осциллографа заметно не изменяло коэффициент передачи делителя.

Наиболее рациональной схемой делителя напряжения, отвечающей отмеченным требованиям, является схема аттенюатора осциллографа (рис. 10.6, *a*). Если осциллографируются короткие импульсы, то во избежание искажений следует применять высокочастотные кабели минимально возможной длины и принимать меры к устранению (уменьшению) отражений от начала и конца кабеля.

В случаях, когда требуется получить осциллограммы импульсов тока, в исследуемую цепь включают последовательно вспомогательный резистор сопротивления R малой величины (по сравнению с сопротивлением цепи) с минимальными индуктивностью (практически безындукционное) и паразитной емкостью. Напряжение, создаваемое исследуемым импульсом тока на этом резисторе, подается на вход Y осциллографа или непосредственно на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ.

При выборе сопротивления резистора нужно следить за тем, чтобы постоянная времени цепи, образуемой резистором и параллельно подключенными входной емкостью осциллографа и емкостью кабеля, была бы существенно меньше длительности импульса.

Наблюдение периодических сигналов. Для получения осциллограммы одного периода напряжения длительность развертки должна быть равна периоду исследуемого напряжения; чтобы наблюдать n периодов – в n раз больше. Минимальная частота развертки должна быть такой, чтобы изображение не мерцало на экране трубки с коротким или средним послесвечением.

При наблюдении периодических процессов наиболее целесообразно применять внутреннюю синхронизацию, т. е. синхронизацию исследуемым сигналом. Синхронизация от сети удобна при осциллографировании напряжений, частоты которых равны или кратны частоте сети, например, выходных напряжений трансформаторов, питаемых от сети, пульсаций выпрямителей и т. п.

Если используется развертывающее напряжение от внешнего источника, то его подают на вход X осциллографа, выключая внутренний генератор развертки. Амплитуда внешнего напряжения должна позволять растянуть изображение на значительную часть экрана.

Вертикальный размер изображения должен быть удобным для наблюдения. Его регулируют с помощью аттенюатора, должным образом выбирая коэффициент передачи, и изменением усиления в канале вертикального отклонения.

Наблюдение импульсных сигналов. Скорость ждущей развертки выбирают так, чтобы изображение сигнала или его части растягивалось почти на весь экран. Изображение растягивается тем больше, чем выше скорость развертки.

Синхронизировать ждущую развертку можно исследуемым и внешним импульсами в зависимости от условий наблюдения. Если используется линия задержки канала вертикального отклонения осциллографа, то генератор развертки синхронизируют исследуемым сигналом.

При достаточно большой амплитуде осциллографируемый импульс целесообразно подавать непосредственно на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ, но в этом случае требуется внешний синхронизирующий сигнал. В тех случаях, когда нужно детально исследовать форму импульсов и имеется возможность изменения частоты их следования, наблюдение следует вести при повышенной частоте, что способствует увеличению яркости.

Для исследования быстропротекающих процессов применяют запоминающие осциллографы и регистрацию осциллограмм.

Измерение амплитуды напряжения. Перед измерением калибруют чувствительность канала вертикального отклонения – устанавливают по калибратору с помощью регулятора усиления номинальный коэффициент отклонения. Затем подают исследуемый сигнал на вход Y осциллографа и, не меняя положения регулятора усиления, добиваются с помощью входно-

го аттенюатора того, чтобы размер H изображения занимал бы большую часть экрана (рис. 10.15). Искомую амплитуду определяют по формуле (10.6), где $d_{ном}$ – число на шкале, окружающей переключатель аттенюатора, обозначающее данное положение переключателя.

Измерение интервалов времени. Длительность импульса, период следования импульсов и другие интервалы времени измеряют, используя калиброванную развертку. Ее длительность перед началом измерений проверяют по калибратору длительности. После проверки длительности развертки T_p исследуемый импульс подают на вход Y осциллографа.

На экране появляется изображение прямоугольного импульса. Длительность развертки регулируют так, чтобы возможно больше растянуть изображение импульса в горизонтальном направлении: если фронт изображения совмещен с левой граничной линией масштабной сетки, то срез изображения должен быть возможно ближе к правой граничной линии (рис. 10.16). Затем измеряют по масштабной сетке расстояние l и, умножив его на число q (произведение чисел, обозначающих установленные положения переключателей *Время/дел.* и *Множитель*), получают искомую длительность импульса $\tau_u = lq$.

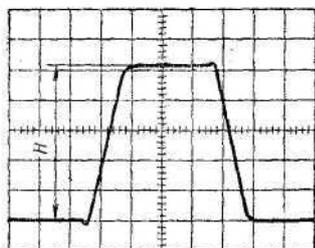


Рис. 10.15. К измерению амплитуды импульса

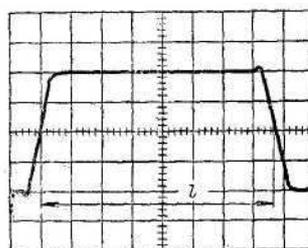


Рис. 10.16. К измерению длительности импульса (уровень $0,5 U_m$)

Возможные искажения осциллограмм. В практике осциллографирования встречаются несоответствия наблюдаемой кривой истинной форме напряжения исследуемого сигнала – искажения осциллограмм.

Основные виды искажений и причины их возникновения:

1. На экране наблюдается перекошенная несимметричная синусоида (рис. 10.17, *a*), хотя на вход осциллографа подано напряжение гармонического сигнала. Такое искажение обусловлено тем, что при длительности развертывающего напряжения, равной периоду исследуемого напряжения, продолжительность обратного хода луча составляет заметную долю времени прямого хода. Если луч при обратном ходе гасится, то бледная линия, соединяющая на рисунке конец кривой с ее началом, не видна.

2. Помимо основной кривой наблюдается дополнительная кривая с пониженной яркостью свечения (рис. 10.17, б). Это связано с отсутствием гашения луча при обратном ходе.

3. Изображение нескольких периодов напряжения неравномерно: начальная часть более растянута, чем конечная (рис. 10.17, в). Причина кроется в нелинейности развертки.

4. Нелинейные искажения наблюдаются в том случае, когда вершина изображения осциллографируемой кривой приближается к краям экрана.

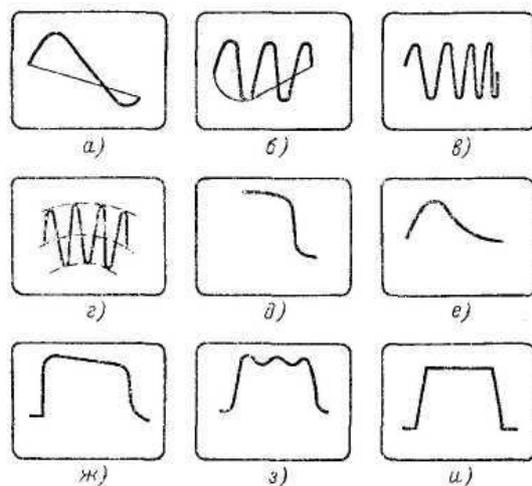


Рис. 10.17. Примеры искажений осциллограмм

5. Дефокусировка пятна, т. е. увеличение его диаметра. Вызывается нестабильностью питающих напряжений. Может быть обусловлена также несимметричной подачей напряжения на вертикально отклоняющие пластины, так как при этом фокусировка зависит от значения отклоняющего напряжения.

6. Качество фокусировки по обеим осям неодинаково: по одной оси хорошее, по другой – неудовлетворительное. Подобное искажение осциллограммы (астигматизм) устраняется соответствующей регулировкой.

7. Изгиб огибающей изображения сигнала (рис. 10.17, з). Причиной является наличие низкочастотного фона в усилителе вертикального отклонения.

8. Не наблюдается фронт импульса (рис. 10.17, д). Это является следствием неправильной синхронизации генератора ждущей развертки: фронт импульса поступает на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ раньше, чем начинается горизонтальная развертка.

9. Фронт и срез изображения прямоугольного импульса получаются слишком пологими, округленными. Изображение имеет форму прямоугольного сигнала, прошедшего через интегрирующую цепь (рис. 10.17, е). Это обусловлено западанием амплитудно-частотной характеристики канала

ла вертикального отклонения на высоких частотах, которое приводит к частотным искажениям, сопровождающимся фазовыми искажениями.

10. Плоская часть импульса заметно скошена (рис. 10.17, ж). Подобное искажение вызывается западанием амплитудно-частотной характеристики канала вертикального отклонения в области низких частот и встречается чаще всего при весьма большой длительности импульса.

11. Вершина импульса получается волнистой (рис. 10.17, з). Причина кроется в возникновении паразитных резонансов в цепях канала вертикального отклонения.

12. Вершина изображения импульса подозрительно ровная и плоская, а переходы от фронта к плоской части и от последней – к срезу заострены (рис. 10.17, и). Это обстоятельство должно насторожить, так как может быть следствием ограничения в усилителе, а не высокого качества импульса.

13. Изображение получается слишком бледным. Это означает, что отсутствует подсвет импульса или частота следования (длительность импульса) недостаточна для получения хорошей яркости. Не исключено и ухудшение качества экрана.

11. АНАЛИЗ ЧАСТОТНОГО СПЕКТРА

Как известно, совокупность гармонических составляющих сигнала образует его спектр. При графическом изображении спектра по оси абсцисс откладывают значение частот, а по оси ординат – величины амплитуд гармоник. Сложная периодическая функция времени полностью описывается амплитудами и фазами ее спектральных составляющих.

Спектральный анализ занимает одно из важных мест в современной науке и технике, причем все чаще используется при анализе речевых сигналов, шумов машин, сейсмических колебаний, т. е. при исследовании процессов, выходящих за рамки классической радиотехники.

Качество любого измерительного прибора оценивается его основными метрологическими характеристиками. Для анализаторов спектра – это разрешающая способность $\Delta\omega(\Delta f)$, время анализа T_a , погрешности измерений частоты δ_ω и амплитуды δ_a .

Разрешающая способность анализатора спектра определяется как расстояние между частотами, при которых сигнал на индикаторе анализатора уменьшается на 3 дБ по сравнению с максимальным значением при бесконечно малой скорости изменения частоты. Время анализа – это скорость анализа в заданном диапазоне частот с допустимыми погрешностями δ_ω и δ_a . Основными методами спектрального анализа являются параллельный и последовательный.

11.1. Анализатор спектра параллельного действия

Функциональная схема анализатора изображена на рис. 11.1. Исследуемый сигнал одновременно подается на группу полосовых фильтров Z , настроенных на разные частоты. После каждого фильтра включен детектор. Напряжение с выхода каждого из каналов снимается с помощью коммутатора, работающего синхронно с разверткой осциллографа. Время анализа в таком анализаторе обусловлено установлением колебаний в самом узкополосном фильтре с полосой пропускания $\Delta\omega_{\min}$ и временем съема данных $t_c : T_a = 1/\Delta f_{\min} + c$, где $\Delta f_{\min} = 2\pi\Delta\omega_{\min}$.

Число фильтров n зависит от диапазона анализируемых частот ΔF и разрешающей способности фильтров $n = \Delta F / \Delta f$. Существует, например, 73-канальный анализатор, у которого $\Delta F = 100$ Гц – 100 кГц. Полоса каждого фильтра – примерно 10 % от средней частоты и эквивалентная добротность – около 20. Однако анализ в широкой полосе

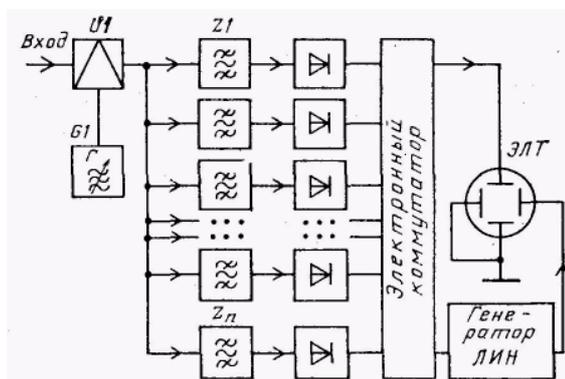


Рис. 11.1. Анализатор спектра параллельного действия

частот указанным анализатором требует слишком большого числа фильтров, а если учесть, что желательно иметь фильтры с изменяемыми характеристиками, то понятно, почему анализаторы параллельного действия не нашли широкого распространения и не выпускаются серийно.

11.2. Анализаторы спектра последовательного действия

Функциональная схема анализатора показана на рис. 11.2. Частота составляющих спектра переносится последовательно на промежуточную частоту (частоту настройки усилителя ПЧ). Перестройка частоты гетеродина эквивалентна перемещению спектра исследуемого сигнала относительно частоты усилителя ПЧ. Благодаря синхронной развертке отклик каждой спектральной составляющей последовательно воспроизводится на экране ЭЛТ. При этом горизонтальная развертка соответствует оси частот спектрограммы.

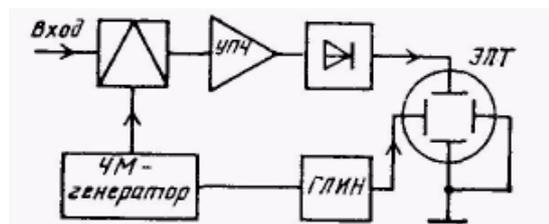


Рис. 11.2. Анализаторы спектра последовательного действия

Отградуировав развертку ЭЛТ в единицах частоты, можно получить изображение на экране, точно соответствующее амплитудному спектру сигнала.

Если $\Delta f = \Delta\omega/2\pi$ – полоса пропускания фильтра ПЧ, то время анализа $t_a = 1/\Delta f$. Время анализа в интервале частот ΔF увеличивается в $\Delta F/\Delta f$ раз по сравнению с анализатором параллельного действия и составляет $T_a = (1/\Delta f)(\Delta F/\Delta f) = \Delta F/(\Delta f)^2$.

В остальном преимущества анализатора последовательного метода несомненны. Это и простота конструкции, и надежность в эксплуатации, и возможность получения высокой разрешающей способности.

Следует заметить, что быстрота перестройки анализатора ухудшает его разрешающую способность. В динамическом режиме $\Delta\omega_{дин} \approx 2\Delta\omega_{стат}$. Для сигналов с широким спектром приходится выбирать высокую ПЧ. Полоса пропускания усилителя ПЧ может оказаться чрезмерно широкой, а разрешающая способность – недостаточной. В этих случаях применяют двойное или тройное преобразование с понижением частоты. Узкополосная фильтрация сигнала производится в усилителе ПЧ. В реальные схемы анализаторов входят дополнительные узлы – аттенюаторы, преселекторы, калибраторы и другие, расширяющие эксплуатационные возможности приборов. Примером промышленных анализаторов последовательного типа являются приборы С4-27, С4-34, С4-45 и др.

В качестве регистрирующего прибора иногда используют не ЭЛТ, а стрелочный прибор. В этом случае автоматическую перестройку частоты не применяют. Такой прибор, имеющий много общего с селективным вольтметром, называют анализатором гармоник (например, прибор С4-48).

11.3. Дисперсионный анализатор спектра

Основой анализаторов этого типа является дисперсионная линия задержки (ЛЗ) – электрическая цепь, в которой временная задержка гармонического сигнала различна для разных частот (рис. 11.3). Существуют линии, в которых эта зависимость линейна (в определенном диапазоне частот)

$$\tau_3 = \tau_1 + a(\omega - \omega_1),$$

где τ_1 – задержка на частоте ω_1 – нижней частоте диапазона; a – дисперсия – коэффициент, характеризующий изменение задержки.

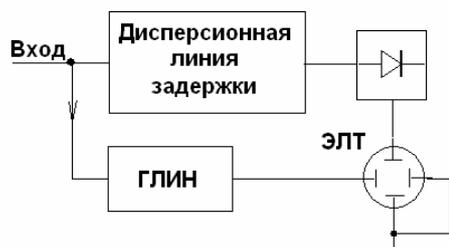


Рис. 11.3. Дисперсионный анализатор спектра

При подаче на вход дисперсионной ЛЗ радиоимпульса на выходе появится напряжение в разные моменты времени и огибающая выходного сигнала будет соответствовать форме амплитудного спектра входного импульса. Частотный масштаб по оси времени определяется параметрами $\Delta\omega/\Delta\tau = 1/a$.

Генератор развертки осциллографа (ГЛИН) работает в ждущем режиме, запускается исследуемыми импульсами. Время анализа спектра с эффективной шириной $\Delta\omega_{эф}$ определяется длительностью выходного сигнала (отклика) и составляет

$$T_a = \frac{\Delta\omega_{эф}}{\Delta\omega/\Delta\tau} = a\Delta\omega_{эф}.$$

Для анализа с помощью дисперсионных ЛЗ непрерывных колебаний их приходится преобразовывать в последовательность радиоимпульсов, получая на выходе необходимые отклики.

Примером рассмотренного типа анализаторов является прибор С4-47.

11.4. Измерение нелинейных искажений

В электрических цепях прохождение сигнала может сопровождаться появлением новых частотных компонентов, отсутствовавших во входном. В этом случае говорят о нелинейном преобразовании входного сигнала. Нелинейное преобразование сигнала может быть желательным и полезным (например, при детектировании), а может быть вредным, сопутствующим (например, в усилителях).

Нелинейные искажения представляют собой сложное явление, зависящее от многих параметров: состава электрической цепи, ее амплитудно-частотной характеристики, формы сигнала, его амплитуды и т. п.

На рис. 11.4 показаны некоторые виды нелинейностей, характерных для радиотехнических устройств, и виды искажений, которые претерпевают синусоидальный сигнал при прохождении через эти цепи.

Методы измерения нелинейных искажений можно классифицировать по виду испытательного сигнала и по способу обработки выходного, искаженного сигнала. По виду испытательного сигнала методы делятся на одночастотные, двухчастотные и многочастотные; по способу обработки выходного сигнала – на графоаналитические, фильтровые и компенсационные. Наиболее распространенным методом является одночастотный, позволяющий наиболее просто сравнивать различные электрические цепи по величине присущих им нелинейных искажений, вводя их количественную характеристику. Эта количественная характеристика носит название коэффициента гармоник $K_г$, выражаемого в процентах:

$$K_г = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1} \cdot 100,$$

где U_1, U_2, \dots, U_n – амплитуды гармоник.

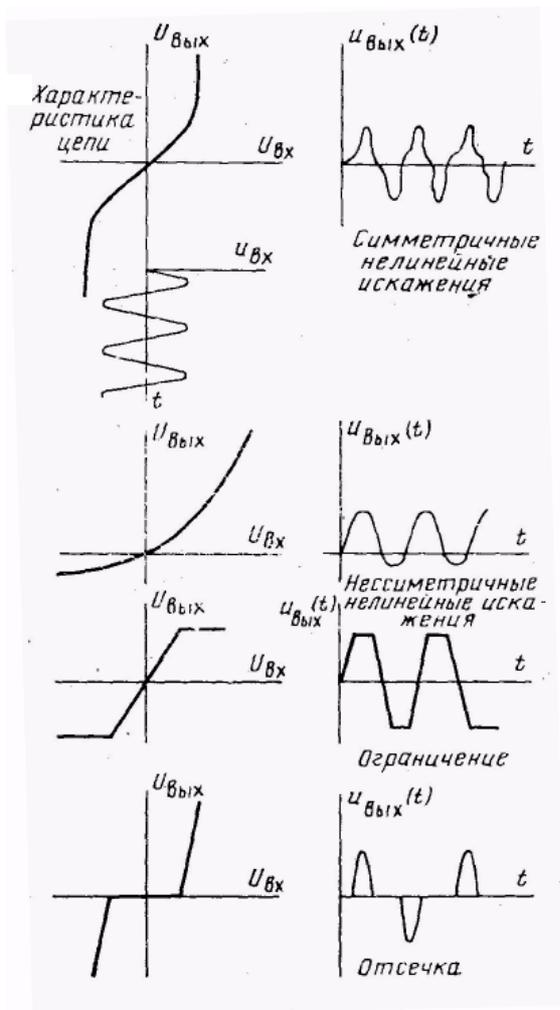


Рис. 11.4. Искажения сигналов

Упрощенная функциональная схема измерителя нелинейных искажений типа С6-1 (С6-5) показана на рис. 11.5. Измерение проводится в два этапа. Первый этап – калибровка. В этом случае режекторный фильтр $Z1$ замыкается накоротко выключателем $S1$. Показания вольтметра

$$\alpha_1 = UK_{ex} K_{ш},$$

где U – среднееквадратическое значение напряжения на входе; K_{ex} и $K_{ш}$ – коэффициенты усиления входного $A1$ и широкополосного $A2$ усилителей.

Регулируя коэффициент широкополосного усилителя, добиваются максимального отклонения стрелки $\alpha_1 = 100\%$.

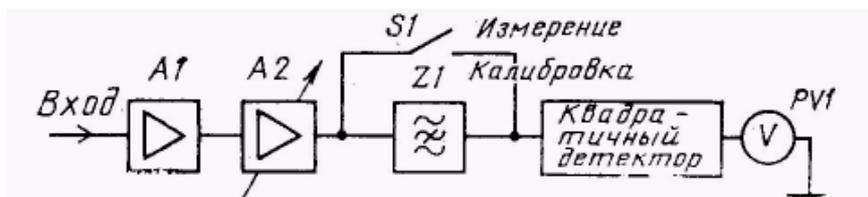


Рис. 11.5. Измерение нелинейных искажений

Коэффициент K_2 характеризует отличие формы данного периодического сигнала от гармонической. Он равен отношению среднееквадратического значения напряжения суммы всех гармоник сигнала, кроме первой, к среднееквадратическому значению напряжения первой гармоники.

Однако получившие широкое распространение измерители нелинейных искажений измеряют не коэффициент гармоник, а коэффициент, близкий к нему

$$K'_2 = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots}} \cdot 100,$$

определяемый как отношение среднееквадратического значения напряжения высших гармоник к среднееквадратическому значению всего сигнала. При этом

$$K'_2 = K_2 / \sqrt{1 - (K_2/100)^2}.$$

Если $K_2 < 10\%$, то K_2 и K'_2 практически совпадают, а реализация устройств для измерения K'_2 значительно проще.

Второй этап – измерение. При этом включается режекторный фильтр Z1. Он настраивается до получения минимального напряжения на приборе PVI. В этом случае из сигнала исключается первая гармоника. Показания индикатора

$$\alpha_2 = K_{ex} K_{ин} U_{6-2},$$

где U_{6-2} – среднеквадратическое значение высших гармонических составляющих;

$$\alpha_2 = \alpha_1 U_{6-2} / U.$$

Учитывая, что $\alpha_2 = 100 \%$, получаем

$$\alpha_2 = (U_{6-2} / U) \cdot 100 = K'_2 \approx K_2,$$

т.е. прибор покажет значение коэффициентов гармоник в исследуемом сигнале.

Недостатки рассмотренной схемы: 1) при измерении требуется выполнять две операции – калибровку и измерение; 2) необходима точная настройка режекторного фильтра. Даже незначительные изменения амплитуды сигнала или его частоты приводят к значительной погрешности.

Автоматический измеритель нелинейных искажений (типа Сб-7) работает по такому же принципу, но установка необходимого уровня сигнала и подстройка фильтра на частоту первой гармоники производятся автоматически (рис. 11.6). В приборе использована система АРУ, поддерживающая среднеквадратическое значение напряжения измеряемого сигнала на уровне, соответствующем 100 %-ному коэффициенту нелинейных искажений, и активный режекторный фильтр, перестраиваемый оптронами до получения минимального выходного сигнала. Выходной квадратичный детектор и индикаторный прибор такие же, как в приборе Сб-5.

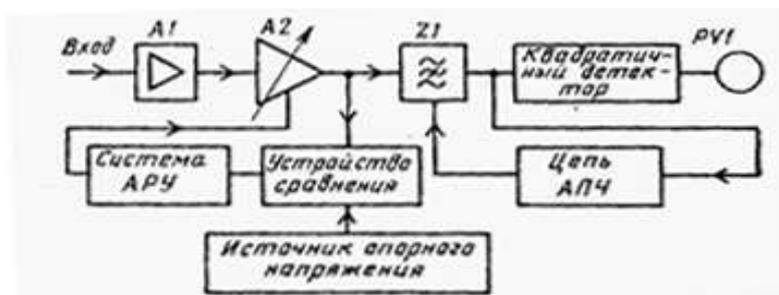


Рис. 11.6. Автоматический измеритель нелинейных искажений

Современный этап развития техники измерения нелинейных искажений характеризуется созданием цифрового измерителя типа Сб-8. В этом приборе автоматическая регулировка усиления осуществляется во всем диапазоне возможного входного напряжения от 10^{-4} до 100 В, а цифровой частотомер, измеряющий основную частоту сигнала, формирует код, управляющий активным режекторным фильтром, т. е. осуществляется

цифровая настройка цепей режекторного фильтра. Режекторный фильтр подавляет напряжение первой гармоники, а напряжение высших измеряется цифровым вольтметром среднеквадратических значений с автоматическим переключением пределов. Уровень автоматической регулировки и коэффициент передачи фильтра выбраны так, что показания цифрового вольтметра численно равны значению коэффициента гармоник.

Существует много методов определения нелинейных искажений, использующих не одночастотный, а многочастотный (двух-, трех- и более) или шумовой сигнал. Это вызвано стремлением приблизить условия измерений к реальным условиям эксплуатации, например, устройств связи.

Было замечено, что нелинейные искажения в области звуковых частот, изменяющие тембр звучания, значительно меньше влияют на качество передачи, чем возникающие комбинационные составляющие, имеющие к тому же значительную мощность.

Применяющиеся различные методы оценки нелинейности не всегда позволяют осуществить переход от результатов измерений одним методом к результатам измерений другим методом. В этом смысле следует подчеркнуть, что задачей измерительной техники является решение методических и технических проблем измерения определенного параметра, а рассмотрение вопроса о том, какая величина наиболее полно характеризует качество радиотехнической системы, выходит за рамки метрологии.

12. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

12.1. Амплитудно-модулированный сигнал

Амплитудно-модулированный (АМ) сигнал аналитически может быть записан в виде

$$u(t) = U_m (1 - m \sin \Omega t) \sin \omega t ,$$

где $u(t)$ – мгновенное значение напряжения; U_m – амплитуда немодулированного напряжения; m – коэффициент амплитудной модуляции; ω – угловая частота немодулированной несущей; Ω – угловая частота модулирующего колебания.

Коэффициент амплитудной модуляции определяется выражением

$$m = \Delta U / U ,$$

где U – среднее значение напряжения; ΔU – максимальное отклонение напряжения от среднего.

По осциллограмме АМ-сигнала (рис. 12.1) коэффициент m можно определить как

$$m = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}} .$$

Получение осциллограммы на экране осциллографа может оказаться трудным из-за необходимости синхронизации развертки с частотой модулирующего сигнала.

Метод «трапеции» позволяет обойти это затруднение. В этом случае развертку осуществляют модулирующим синусоидальным сигналом от генератора $G1$ (рис. 12.2, *а*). Коэффициент амплитудной модуляции (в процентах) определяется аналогично

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

В зависимости от разности фаз между напряжением развертки и модулированным напряжением на экране могут наблюдаться изображения, вид которых показан на рис. 12.2, *б*. При любом соотношении фаз величины A и B остаются неизменными.

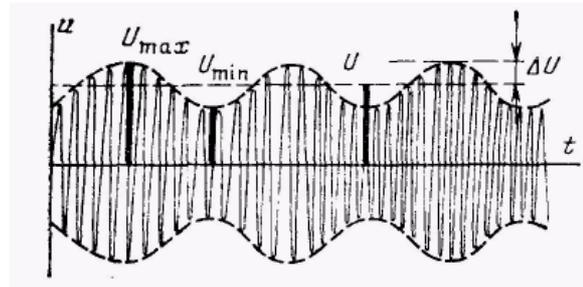


Рис. 12.1. АМ-сигнал

В большинстве случаев измерения коэффициента амплитудной модуляции производятся методом двойного детектирования (рис. 12.3). Модулированное колебание подводится к линейному детектору $VD1$, нагруженному на цепь, состоящую из резистора $R1$ и конденсатора $C1$.

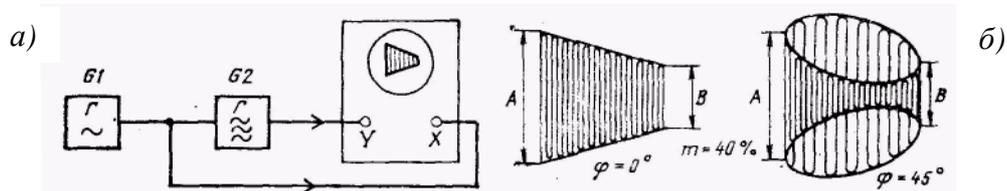


Рис. 12.2. Метод трапеции

При постоянной времени $R1C1$, выбранной в пределах $T_e < R1C1 < T_n$, где T_n – период модулирующего сигнала, а T_e – период ВЧ-колебания, напряжение на нагрузке будет изменяться в соответствии с изменением амплитуды ВЧ-сигнала. Показания магнитоэлектрического прибора $PV1$ пропорциональны постоянной составляющей U_0 (рис. 12.4). Этим прибором можно также проверить, остается ли неизменной амплитуда несущей при модуляции и без модуляции. Переменная составляющая напряжения, выделяемая на резисторе $R1$, подается на амплитудный детектор с закрытым входом ($C2, VD2$). Показания магнитоэлектрического прибора $PV2$ пропорциональны величине ΔU

$$m = \Delta U / U_0.$$

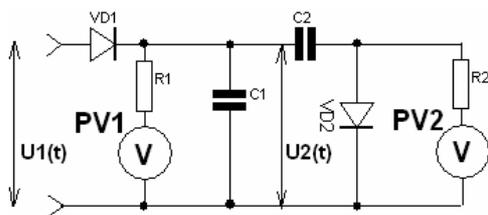


Рис. 12.3. Метод двойного детектирования

Градуировка прибора $PV2$ непосредственно в значении m возможна при условии, что $U_0 = const$. Устранить это неудобство можно, если в качестве индикатора использовать логометр (катушки его включают вместо резисторов $R1$ и $R2$). Он будет измерять непосредственно отношение токов, создаваемых напряжениями U_0 и ΔU ,

и, следовательно, коэффициент амплитудной модуляции.

Метод двойного детектирования может использоваться при любой форме кривой модулирующего колебания, так как в этом методе определение коэффициента амплитудной модуляции сводится в конечном счете к измерению напряжения. Его погрешности обуславливаются, прежде всего, погрешностями вольтметров и составляют 3 – 7 % (прибор типа С2-11 и др.).

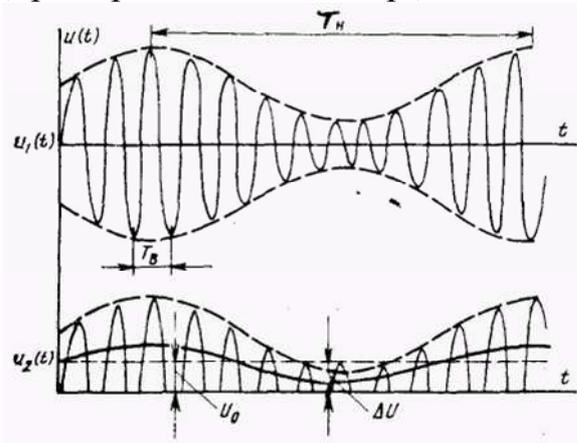


Рис. 12.4 Осциллограммы напряжений

При синусоидальной модуляции спектр АМ-сигнала содержит три составляющие: несущую f_0 и две боковые $f_0 \pm F$, где F – частота модулирующего сигнала. Амплитуда каждой из боковых связана с амплитудой несущей A известным соотношением

$$A_{бок} = A_0 m / 2,$$

где m – коэффициент модуляции.

Измерив $A_{бок}$ и A_0 с помощью селективного вольтметра или анализатора спектра, можно определить m . Как правило, приборы, измеряющие коэффициент амплитудной модуляции, градуируют в процентах.

12.2. Измерение параметров сигналов с угловой модуляцией

При частотной или фазовой модуляции выражение для модулированного высокочастотного колебания имеет вид

$$u(t) = U_m \cos(\omega_0 t + m_f \sin \Omega t),$$

где ω_0 – средняя круговая частота колебаний при отсутствии модуляции; $m_f = \Delta\omega / \Omega$ – индекс модуляции, определяемый отношением девиации частоты к модулирующей частоте Ω .

Простейший способ измерения девиации частоты $\Delta\omega$ основан на применении амплитудного детектора. Функциональная схема установки изображена на рис. 12.5. Усилитель-ограничитель устраняет влияние паразитной амплитудной модуляции. Частотно-модулированный сигнал со средней угловой частотой ω_0 поступает на контур LC , настроенный на частоту $\omega_{рез}$. Вследствие изменения частоты входного сигнала напряжение выходного сигнала будет изменяться. Это переменное напряжение подается на амплитудный детектор с закрытым входом. Амплитуда переменной составляющей U_{max} определяет значение девиации $\Delta\omega$ в исследуемом ЧМ-колебании.

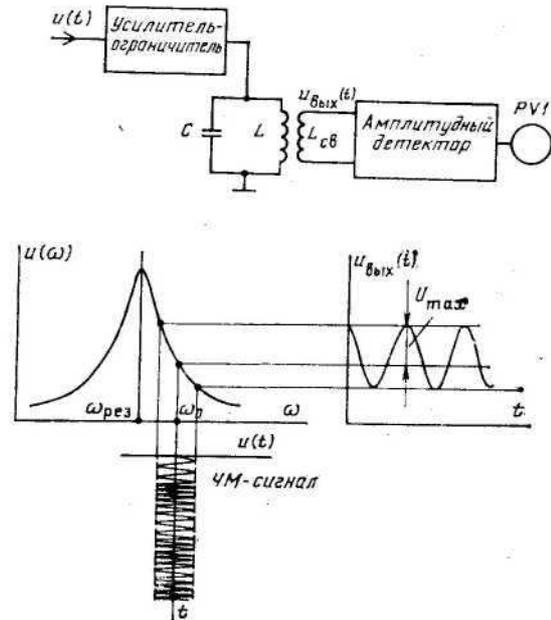


Рис. 12.5. Измерение девиации частоты

Измеритель девиации частоты может быть выполнен на основе фазового детектора как в приборе G3-1 (рис. 12.6). Измеритель представляет собой высококачественный супергетеродинный приемник. Модулированный по частоте сигнал преобразуется в сигнал промежуточной частоты и поступает в детектор (дискриминатор). Как известно, выходное напряжение фазового детектора пропорционально величине фазового сдвига, что происходит за счет перемножения мгновенных значений двух сигналов одинаковых частот и сдвинутых на угол φ . Перемножение сигналов происходит из-за нелинейности вольт-амперной характеристики диода детектора. Математически результирующее напряжение представляется следующим образом

$$u_{рез} = u_1 u_2 = U_{m1} \sin \omega_0 t U_{m2} \sin \omega_2 t = \frac{U_{m1} U_{m2}}{2} \cos \Delta\omega t - \frac{U_{m1} - U_{m2}}{2} \cos(2\omega_0 \pm \Delta\omega)t,$$

где $\omega_2 = \omega_0 \pm \Delta\omega$.

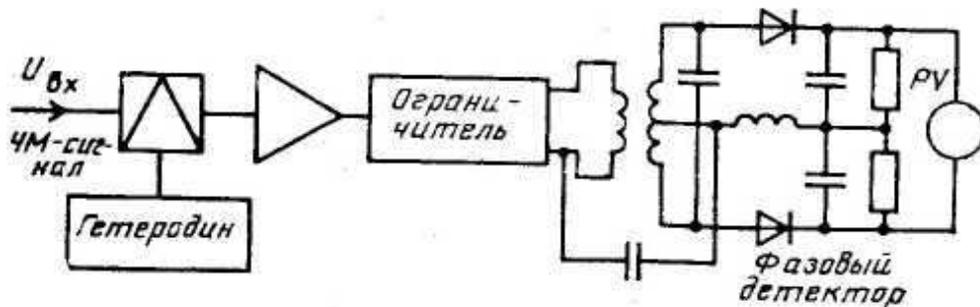


Рис. 12.6. Измерение девиации частоты

Высокочастотная составляющая ($2\omega_0$) отфильтровывается цепью RC , а постоянное выходное напряжение, пропорциональное величине девиации $\Delta\omega$, подается на магнитоэлектрический прибор PV .

Осциллографический метод измерения индекса модуляции и девиации. На вход вертикального отклонения осциллографа подается исследуемый ЧМ-сигнал, а на вход горизонтального отклонения – напряжение $u_2 = U_{m2} \cos \omega_2 t$ от вспомогательного генератора (рис. 12.7, а). Фазу последнего можно изменять фазовращателем.

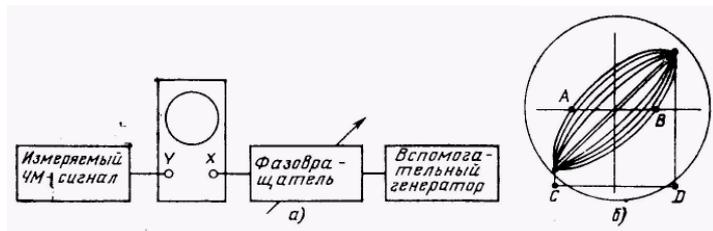


Рис. 12.7. Осциллографический метод

Если модуляции нет, на экране появится интерференционная фигура – эллипс, который, изменяя величину фазового сдвига фазовращателя, можно превратить в прямую линию $\omega_1 = \omega_2$, $\Delta\varphi = 0$.

После включения модуляции фаза одного из колебаний непрерывно изменяется относительно фазы другого.

На экране получается семейство эллипсов, переходящих один в другой и образующих светящуюся поверхность (рис. 12.7, б). Отсекаемый ею на оси абсцисс отрезок AB соответствует максимальному отклонению фазы в процессе модуляции: $m_f = \arcsin(AB/CD)$, и девиация частоты $\Delta\omega = \Omega m_f$.

Описанный метод неприменим при $m_f > (\pi/2)$, так как в этом случае светится весь прямоугольник.

13. ИЗМЕРЕНИЕ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

13.1. Общие сведения

Измерения вероятностных характеристик случайных процессов предполагают выполнение процедур, характерных для измерения параметров любых сигналов и названных слагаемыми измерения: преобразование исследуемого сигнала, воспроизведение единицы, сравнение с единицей, фиксация результата сравнения. Однако измерениям вероятностных характеристик присущи свои особенности:

- сложность классификации анализируемого случайного процесса, выбора его модели;
- целесообразность (иногда – необходимость) регистрации реализаций случайного процесса, характеристика которого подлежит измере-

нию, т. е. создание возможности многократного воспроизведения анализируемых реализаций;

- обязательность операции усреднения, вытекающей из сущности определения вероятностной характеристики;
- получение достоверных результатов измерений возможно только при достаточно больших объемах статистического материала;
- необходимость знания вероятностной характеристики более высокого порядка, чем измеряемая, для теоретической оценки статистических погрешностей измерения;
- специфика аппаратурных решений;
- сложность поверки и аттестации измерительных приборов.

Решение задачи классификации выбора модели исследуемого случайного процесса при измерении его вероятностных характеристик связано с большими трудностями, чем при измерении параметров детерминированных сигналов.

Анализируемые случайные процессы могут быть стационарными и нестационарными (встречаются и локально нестационарные процессы), эргодическими и неэргодическими. Для осуществления измерений очень важна допустимость эргодической модели, так как у процессов этого класса вероятностные характеристики, по отношению к которым данный случайный процесс эргодичен, могут быть найдены по одной реализации. Если при этом в распоряжении экспериментатора имеется ансамбль реализаций, то следует позаботиться о выборе «представительной» реализации. Важна также возможность обоснованного предположения о нормальном распределении вероятностей исследуемого процесса, что не всегда возможно.

Во многих случаях априорная информация достаточно велика, причем нередко об ожидаемых параметрах судят по общим характеристикам и назначению объекта исследования, на основании расчетных данных, в результате сопоставлений с аналогичными объектами. Иногда априорная информация беднее, но все же достаточна для ориентации при выборе аппаратуры и методики измерений: например, известны предельные значения случайного процесса, достигаемые с определенной вероятностью, и граничные частоты его спектра мощности, интервал корреляции, примерный вид графика функции корреляции и т. п.

Регистрация реализаций случайных процессов, получение их записей на различных носителях дают возможность многократно повторять аппаратурный анализ. Это обеспечивает получение предварительных данных, на основе которых экспериментатор может уточнять модель процесса и условия проведения измерений. Часто классификацию процессов проводят экспериментальным путем, применяя специальные тесты, облегчающие классификацию (тест стационарности, тест нормальности и т. п.). В по-

следнее время стали появляться классификаторы, определяющие аппаратным путем класс исследуемого процесса. Кроме того, предварительные оценки получают путем упрощенных измерений. Такие оценки, обычно являющиеся грубыми, в некоторых случаях удается уточнить и представить в аналитической форме в результате учета физических особенностей исследуемого процесса или системы.

Измерение любой вероятностной характеристики предполагает операцию усреднения, которая заложена в самой сущности вероятностных характеристик (характеристик в среднем). Отсюда следует, что подобные измерения могут быть достоверными лишь при достаточно большом объеме статистического материала. Измерение вероятностной характеристики даже по одной реализации проводится на интервале, во много раз большем интервала корреляции исследуемого процесса.

На практике во многих случаях реализация случайного процесса, полагаемого стационарным и эргодическим, имеет строго фиксированную длительность, которая задана условиями работы системы и часто не может быть увеличена ради повышения точности измерений. Поэтому важно располагать зависимостями статистической погрешности измерений от их продолжительности. При анализе нестационарных случайных процессов число реализаций, образующих ансамбль, обычно невелико (да и вообще при строгом подходе необходим тщательный анализ, чтобы установить, является ли данная совокупность реализаций ансамблем одного и того же случайного процесса), хотя не исключены и ситуации, при которых экспериментатор имеет в своем распоряжении относительно большое число реализаций исследуемого случайного процесса.

13.2. Статистические погрешности измерений

Экспериментальное определение характеристик случайных процессов неизбежно сопровождается специфичными для этих измерений статистическими погрешностями, обусловленными ограниченным числом реализаций в ансамбле или ограниченной длительностью реализации или ограниченной длительностью реализации эргодического случайного процесса. Результат измерений, представляющий собой статистическую характеристику, отличается от вероятностной (теоретической) характеристики, являющейся объектом измерений. Найденную статистическую характеристику принимают за искомую вероятностную характеристику и называют оценкой измеряемой вероятностной характеристики (оценки отмечаются звездочкой).

В зависимости от метода, положенного в основу аппаратного анализа, возможны различные виды оценок, т. е. оценки могут выражаться различными функциями. Обычно измерения стараются проводить таким

образом, чтобы вероятность отклонения оценки от истинной вероятностной характеристики была наименьшей. Для этого необходимо выполнение условий, при которых оценка обладает свойствами несмещенности, эффективности и состоятельности. В теории случайных процессов в качестве показателей точности часто применяют дисперсии или среднеквадратические отклонения оценки, представляющие собой разновидность абсолютной погрешности. С метрологической точки зрения более рациональны нормированные среднеквадратические погрешности. Преимущественно оперируют среднеквадратической относительной погрешностью измерения, которая определяется отношением среднеквадратического отклонения оценки к истинному значению измеряемой вероятностной характеристики. Применяется и приведенная погрешность – отношение абсолютной среднеквадратической погрешности к максимальному значению определяемой характеристики.

Дисперсия (относительная дисперсия) оценки характеризует случайную составляющую погрешности, а смещение оценки – систематическую вставляющую. Статистическая погрешность зависит от алгоритма измерений; при одном и том же объеме статистики для различных алгоритмов измерения характерны неодинаковые погрешности.

При измерениях вероятностных характеристик случайного процесса для суждения о точности измерений всегда необходимо больше информации о процессе, чем содержится в измеряемой характеристике. Если определяются одномерные законы распределения, то требуется знание двумерных законов исследуемого процесса, при определении среднего значения нужно знать корреляционную функцию или дисперсию и т. д.

13.3. Общие принципы построения измерителей вероятностных характеристик

Аналоговые приборы для измерения вероятностных характеристик строятся по общей структурной схеме, изображенной на рис. 13.1. Подобные схемы характерны и для аналоговых измерителей параметров детерминированных сигналов, но преобразователи измерителей вероятностных характеристик имеют свои особенности: отвечают специфическим (более сложным и жестким) требованиям при тех же функциях или выполняют операции, не характерные для измерителей параметров детерминированных сигналов, вытекающие из формул определения вероятностных характеристик, и содержат усреднитель с очень большой (по отношению к интервалу корреляции усредняемого случайного процесса) постоянной времени.

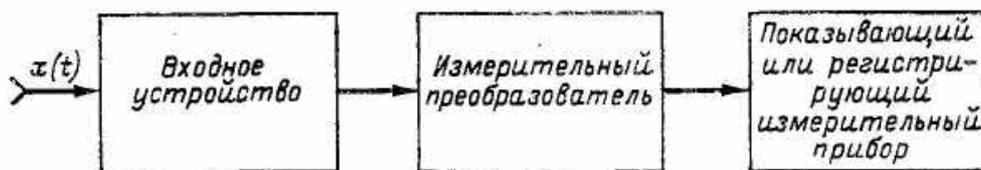


Рис. 13.1. Общая структурная схема аналогового измерителя вероятностных характеристик

Цифровые измерители вероятностных характеристик случайных процессов могут быть представлены общей структурной схемой, показанной на рис. 13.2 (схема запоминания изображена пунктиром, так как она не является обязательной принадлежностью каждого прибора). Операция сравнения с единицей физической величины, воспроизводимой мерой, во многих приборах совмещена с аналого-цифровым преобразованием. Вычислительный преобразователь производит вычислительные операции с числами, получаемыми в результате аналого-цифрового преобразования: перемножение чисел, умножение числа на знак, возведение в степень и т. д. В составе схемы управления содержатся элементы, задающие продолжительность измерений. Схема управления помимо координации работы всех узлов в случае необходимости (в коррелометрах) выполняет с помощью вычислительного преобразователя и схемы запоминания операцию временного сдвига.

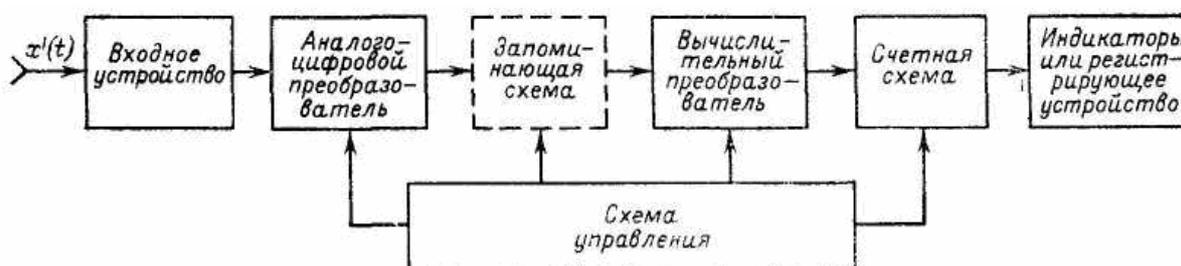


Рис 13.2. Общая структурная схема цифрового измерителя вероятностных характеристик

Измерители вероятностных характеристик могут быть приборами последовательного и параллельного действия. Последние позволяют получать кривую (совокупность ординат) измеряемой вероятностной характеристики в реальном масштабе времени.

Приборы, измеряющие только одну характеристику, строят и применяют для решения частных, конкретных задач. Аппаратуру широкого назначения стремятся выполнять многофункциональной, чтобы иметь возможность измерять одним устройством несколько вероятностных характеристик. Встречаются различные варианты построения приборов, охватывающие различные комбинации характеристик.

Разнообразны показывающие и регистрирующие приборы. Предусматриваются цифровые индикаторы, выход на печать, визуальное наблю-

дение на экране осциллографа, графическая и другие виды регистрации, запись на магнитную ленту с целью вторичной обработки.

Схемные решения измерителей, как правило, представляют собой сочетание элементов цифровой и аналоговой техники. Широкое применение цифровых элементов обусловлено не только интенсивным развитием цифровой техники, появлением широкой номенклатуры микросхем, но и разработкой алгоритмов измерения, позволяющих эффективно использовать эту технику.

13.4. Измерение математического ожидания

13.4.1 Аналоговое усреднение

Математическое ожидание стационарного эргодического случайного процесса $X(t)$ удобно определять по одной реализации $x(t)$. Практические измерения основаны на использовании формулы

$$M * [X(t)] = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt, \quad (13.1)$$

дающей оценку математического ожидания, определяемого на конечном интервале.

Структурная схема измерителя математического ожидания приведена на рис. 13.3. Основной узел прибора – усреднитель. Его характеристики определяют характеристики измерителя в целом.

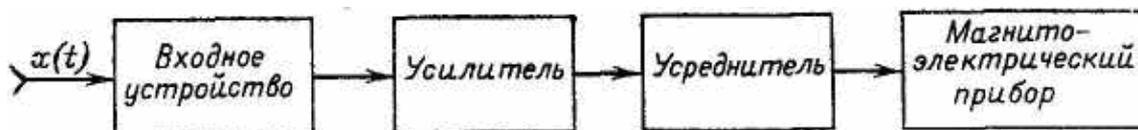


Рис. 13.3. Структурная схема аналогового измерителя среднего значения

Усреднитель, выполняющий свои функции согласно (13.1), называют идеальным интегратором. Другую разновидность представляет фильтр нижних частот. Известны разнообразные варианты устройств, осуществляющих усреднение в аналоговой форме: магнитоэлектрический миллиамперметр; RC-цепочка (коммутируемая – рис. 13.4, *a* и некоммутируемая – рис. 13.4, *б*); интегрирующее звено, построенное на основе усилителя постоянного тока с глубокой отрицательной обратной связью (рис. 13.4, *в*) и т. п. Все эти устройства относятся к классу линейных систем.

Если физически возможная линейная стационарная система выполняет функции усреднителя процесса $X(t)$ и усреднение проводится на интервале $(0, T)$, то напряжение на выходе

$$z(t) = \int_0^T g(\tau) x(T - \tau) d\tau,$$

где $g(t)$ – импульсная переходная характеристика системы.

При этом

$$m_z = \Delta m_x,$$

где $\Delta = \int_0^T g(\tau) d\tau$

Напряжение $z(T)$ принимают за оценку m_z , следовательно,

$$m_x^* = \frac{1}{\Delta} z(T)$$

Из этого видно, что при $\Delta = 1$ оценка получается несмещенной.

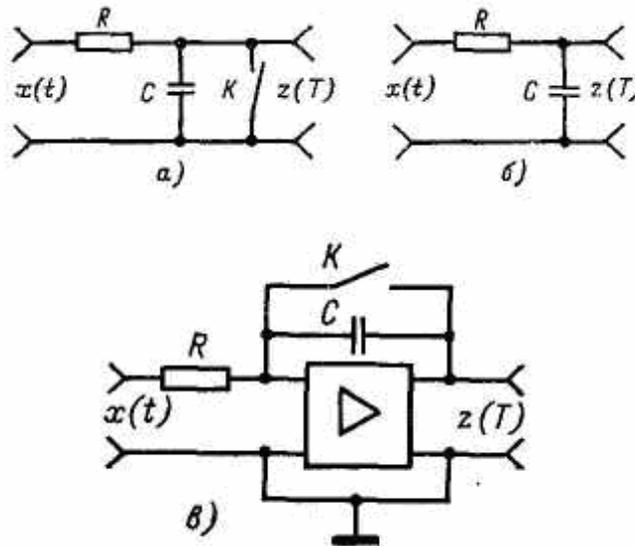


Рис. 13.4. Усреднители

Различные усредняющие устройства имеют различные импульсные переходные характеристики и соответствующие им значения Δ . У идеального интегратора $\Delta = 1$, следовательно, $z(T) = m_x^*$.

Для коммутируемой RC-цепочки $m_x^* = \frac{RC}{T} z(T)$. Если $T \ll RC$, то $\Delta \approx T/RC$ и

$$m_x^* = \frac{RC}{T} z(T)$$

Схема интегратора (рис. 13.4, в) принципиально работает так же, как и коммутируемая RC-цепочка, но отличается в K раз большей постоянной времени, где K – коэффициент усиления собственно усилителя, входящего в схему.

При усреднении исследуемого напряжения $x(t)$ некоммутируемой RC-цепочкой, представляющей собой простейший фильтр нижних частот, в течение интервала $T \gg RC$ отпадает необходимость фиксации интервала T . В этом случае $\Delta \approx 1$ и $m_x^* = z(T)$.

Статистическую погрешность (случайную составляющую) измерения математического ожидания наиболее часто характеризуют относительной среднеквадратической погрешностью вида ($m_x \neq 0$)

$$\delta = \sqrt{D[m_x^*]} / m_x,$$

где $D[m_x^*]$ — дисперсия оценки математического ожидания.

Для аналогового усреднения эта погрешность определяется из формул:

а) при усреднении интегратором (интервал измерения, т. е. интегрирования T много больше максимального интервала корреляции $\tau_{M.K.}$)

$$\delta_{II} = \frac{\sigma_x}{m_x} \sqrt{\frac{2}{\Theta}} = H \sqrt{\frac{2}{\Theta}},$$

где σ_x — среднеквадратическое отклонение случайного процесса от среднего значения; $\Theta = T / \tau_k$ — нормированная по отношению к интервалу корреляции τ_k исследуемого процесса продолжительность T интегрирования; x — коэффициент изменчивости случайного процесса;

б) при усреднении фильтром нижних частот и выполнении условия

$$T \geq 4RC; \quad \delta_\phi = H\sqrt{\eta}, \quad (13.2)$$

где $\eta = \tau_k / RC$ — отношение интервала корреляции исследуемого процесса к постоянной времени фильтра, причем $\eta \leq 1$.

При определенных условиях реальная погрешность может быть меньше расчетной. Например, если измеритель содержит фильтр нижних частот и магнитоэлектрический прибор, то расчетная погрешность определяется параметрами фильтра, а фактически происходит двойное усреднение — фильтром и магнитоэлектрическим прибором.

Дискретный метод предполагает определение математического ожидания согласно формуле

$$m_x^* = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x(iT_0), \quad (13.3)$$

где T_0 — интервал выборок дискретных значений реализаций $x(t)$; N — общее количество выборок.

Структурная схема одного из вариантов цифрового измерителя изображена на рис. 13.5. В моменты выборок, задаваемые импульсами генератора опроса, напряжение реализации $x(t)$ стационарного эргодического случайного процесса преобразуется в пропорциональное число импульсов $h_i = cx(iT_0)$ (коэффициент пропорциональности $c = 10^a$).

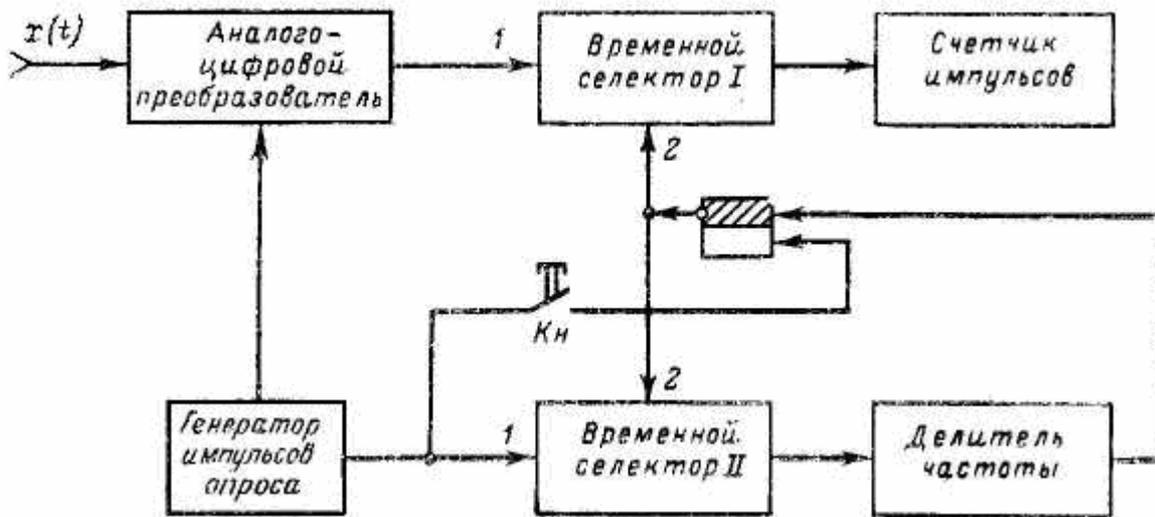


Рис. 13.5. Аналого-цифровой измеритель среднего значения

Эти импульсы могут проходить в счетчик только тогда, когда триггер находится в положении I и на вход 2 временного селектора подано «разрешающее» напряжение. За N выборок (опросов) в счетчике накапливается число

$$B = \sum_{i=1}^N h_i = cNm_x^* \quad (13.4)$$

Количество N выборок (продолжительность измерения) задается схемой, состоящей из временного селектора II, делителя частоты, триггера и кнопочного выключателя. Пока триггер находится в положении 0, на входах 2 временных селекторов отсутствует «разрешающее» напряжение. Оно появляется, когда после нажатия кнопки первый импульс опроса перебрасывает триггер в положение I. С этого момента импульсы с аналого-цифрового преобразователя передаются через селектор I в счетчик, а импульсы опроса проходят через селектор II в делитель частоты. Он представляет собой пересчетную схему, коэффициент пересчета которой выбран равным 106. После подачи $N = 10$ В импульсов на выходе делителя возникает импульс, возвращающий триггер в положение 0. Снимается «разрешающее» напряжение с обоих временных селекторов, и счет импульсов прекращается. На этом заканчивается цикл измерения.

Согласно формуле (13.4) оценка измеряемого математического ожидания $m_x^* = B/cN$. Если $cN = 10^{a+b}$, то $m_x^* = B \cdot 10^{-(a+b)}$ – показание B счетчика дает непосредственно оценку математического ожидания, причем число $(a+b)$ определяет положение запятой.

Прямопоказывающий цифровой измеритель математического ожидания можно выполнить из трех серийно выпускаемых приборов: аналого-цифрового преобразователя, генератора импульсов и электронно-счетного частотомера (рис. 13.6). Счетчик импульсов последнего используется по

прямому назначению. Делитель частоты вместе со схемой формирования управления и временным селектором образуют схему, задающую число выборок. Частотомер работает в режиме измерения отношения двух частот.

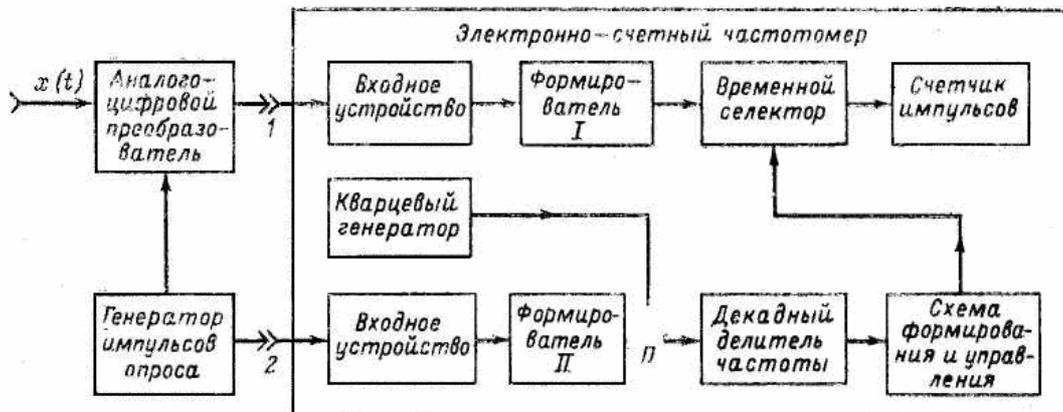


Рис. 13.6. Измеритель среднего значения с электронно-счетным частотомером

Оценка измеряемого математического ожидания связана с показанием счетчика B соотношением $m^*_X = B \cdot 10^{-(a+b)}$ (10^a – коэффициент пропорциональности аналого-цифрового преобразования; b – число включенных декад делителя частоты частотомера).

Цифровое усредняющее устройство может быть выполнено также по принципу построения цифрового интегрирующего вольтметра, предполагающего преобразование напряжения в частоту. Такое устройство наиболее эффективно при усреднении высокочастотных процессов.

Статистические погрешности измерения среднего значения дискретными методами зависят от интервала дискретных выборок T_0 и их общего количества N .

Дисперсия оценки находится из формулы

$$D[m^*_X] = \frac{1}{N} [Kx(0) + 2 \sum_{i=1}^{N-1} (1 - \frac{i}{N}) Kx(iT_0)],$$

где $Kx(iT_0)$ – значение корреляционной функции процесса $X(t)$ в точке iT_0 ; $T_0 = T/(N - 1)$; T – общее время измерения (длительность реализации).

Когда длительность реализации или продолжительность эксперимента не строго ограничены, целесообразно измерять среднее значение напряжения реализации $x(t)$, используя некоррелированные выборки. Это достигается выбором интервала дискретизации согласно неравенству

$$T_0 \geq \tau_{M.K.},$$

где $\tau_{M.K.}$ – максимальный интервал корреляции исследуемого случайного процесса $X(t)$, определяемый из условия $|\rho_X(\tau)| = 0,05$.

Тогда дисперсия оценки среднего значения

$$D_{H.K.} = [m^*_X] = D_X / N,$$

где D_X – дисперсия исследуемого процесса.

Относительная среднеквадратическая случайная погрешность измерения среднего значения некоррелированными выборками

$$\delta_{н.к.}^2 = \frac{1}{N} \frac{Dx}{m_x^2} = \frac{1}{N} \chi_x^2,$$

где χ_x – коэффициент изменчивости случайного процесса $X(t)$.

При анализе реализации фиксированной, строго ограниченной длительности случайная составляющая статистической погрешности увеличивается по сравнению с погрешностью непрерывного усреднения в $\sqrt{1,1a}$ раз, где $a = \tau_{мк}/2\tau_{к}$ ($\tau_{к}$ – интервал корреляции). Если интервал T ограничен, то (13.4) сходится к (13.1) при предельном переходе $N \rightarrow \infty$, $T_0 \rightarrow dt$. Однако из этого не следует, что при измерениях выборки должны следовать как можно чаще. Такой подход может привести к избыточности числа выборок, усложняющей аппаратуру и не дающей существенного выигрыша в точности.

Для каждого случайного процесса характерны интервал выборок T_a и минимальное число $N_{мин}$, при которых среднеквадратическое отклонение (корень квадратный из дисперсии) оценки (13.4) будет всего на 5 % выше среднеквадратического отклонения оценки (13.1). Например, для процесса, нормированная функция корреляции которого $\rho_x(iT_0) = e^{-\beta|iT_0|}$, интервал $T_0 = 1,1/\beta$ и $N_{мин} \approx 0,9\beta T$, а для процесса, характеризуемого нормированной функцией корреляции $\rho_x(iT_0) = e^{-i^2\gamma^2T_0^2}$, интервал $T_0 = 1,77/\gamma$ и $N_{мин} \approx 0,67\gamma T$.

Увеличение количества выборок по сравнению с $N_{мин}$ точности измерений существенно не повышает, а лишь приводит к избыточности измерений.

При цифровом методе измерения помимо дискретизации времени осуществляется квантование реализаций исследуемых процессов. Эта операция сопровождается увеличением статистических погрешностей измерения. Однако при рациональном выборе числа уровней квантования влияние этой составляющей весьма мало.

13.5. Измерение средней мощности, дисперсии и среднеквадратического отклонения

Измерение средней мощности стационарного эргодического случайного процесса $X(t)$, выполняемое согласно формуле

$$P_x^* = \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt,$$

отличается от измерения среднего значения тем, что усредняется не напряжение $x(t)$, а его квадрат (рис. 13.7). Приборы для измерения средней мощности должны иметь открытый вход.

Измерение дисперсии стационарного эргодического случайного процесса сводится к измерению средней мощности централизованного процесса $\bar{X}(t)$, т.е. средней мощности переменной составляющей

$$D_x^* = \frac{1}{T} \int_0^T [x(t) - m_x]^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^T \dot{x}(t)^2 dt$$

Поэтому для устройства, измеряющего дисперсию или среднеквадратическое отклонение, характерно наличие узла, центрирующего реализацию исследуемого процесса. Его функции могут выполнять разделительная цепочка, фильтр верхних частот.

Среднеквадратическое значение напряжения реализации измеряют квадратичным электронным вольтметром

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

Измерительный преобразователь прибора для измерения среднеквадратического значения или среднеквадратического отклонения стационарного эргодического случайного процесса $X(t)$ по одной его реализации имеет более высокие характеристики по сравнению с преобразователем квадратичного вольтметра гармонических сигналов, что накладывает отпечаток на схемные решения. К основным отличиям относятся большая протяженность квадратичного участка характеристики детектора, широкополосность и высокая чувствительность усилителя, а также такая амплитудная характеристика последнего, при которой сигналы с большим коэффициентом пиковости (коэффициентом амплитуды) передаются без ограничения. Но главная особенность преобразователя – усреднитель, обеспечивающий хорошее сглаживание флуктуирующего напряжения: фильтр нижних частот с очень большой по сравнению с интервалом корреляции постоянной времени.

Приборы для измерения среднеквадратического значения или среднеквадратического отклонения напряжения случайного процесса, безусловно, применимы и для измерения аналогичных параметров напряжений гармонических сигналов в области рабочих частот прибора. Поэтому в паспортах подобных вольтметров указывается, что они измеряют напряжение произвольной формы, а также приводится значение коэффициента амплитуды (пиковости). Так, например, вольтметр ВЗ-42 применим для измерения среднеквадратических значений напряжений, характеризуемых коэффициентом пиковости менее 5.

Существуют также цифровые и аналого-цифровые приборы, осуществляющие измерения средней мощности и дисперсии.

Статистическая погрешность измерения средней мощности (случайная составляющая) характеризуется формулами, выведенными для

нормального стационарного эргодического случайного процесса с нулевым средним и нормированной корреляционной функцией вида $\rho_x(\tau) = e^{-\beta|\tau|}$

$$\delta_{II} = \sqrt{2/\Theta}$$

при усреднении идеальным интегратором;

$$\delta_{\phi} = \sqrt{\eta}$$

при усреднении ФНЧ.

Формулы получены в предположении, что $\Theta = T/\tau_K \gg 1$ и $\eta = \tau_K/RC$ ($\tau_K = 1/\beta$)

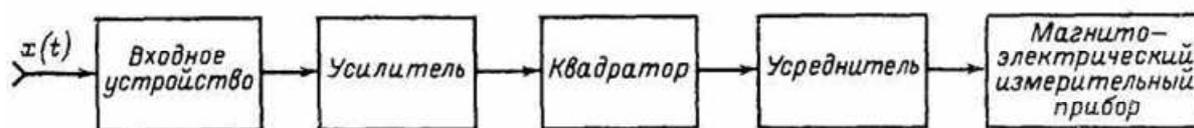


Рис. 13.7. Структурная схема измерителя средней мощности и дисперсии

13.6. Измерение корреляционных функций

13.6.1. Общие сведения

Приборы для измерения корреляционных функций (вид X6) называют коррелометрами или коррелографами.

Классифицируют коррелометры по принципу действия, схемным и конструктивным особенностям, форме представления сигналов при определении корреляционной функции, виду показывающего или регистрирующего устройства, диапазону граничных частот спектра случайного процесса, который может быть исследован данным прибором.

В соответствии с принципом действия различают коррелометры, основанные на методах перемножения, суммирования (вычитания) и возведения в квадрат, аппроксимации корреляционной функции суммой членов разложения ее в ряд по ортогональным функциям, знаковой корреляции, условному среднему, отображению диаграммы рассеивания и т. п.

Современные коррелометры выполняют по электронным схемам. Согласно форме представления исследуемых сигналов и типам элементов, входящих в состав коррелометров, последние делят на аналоговые, цифровые и аналого-цифровые. Первоначальные приборы представляли собой аналоговые анализаторы по методу перемножения. В настоящее время доминирующее положение занимают коррелометры, в которых широко используются элементы цифровой техники в сочетании с аналоговыми элементами. Это расширяет круг осуществляемых методов измерения, позволяет получать рациональные аппаратные решения, делает возможным применение интегральных схем.

В зависимости от вида показывающего или регистрирующего устройства приборы для определения функций корреляции называют осциллографическими, стрелочными, самопишущими, с цифровым отсчетом.

Различают коррелометры и по виду представления данных, вводимых в прибор: непосредственный ввод напряжения, с записи на бумажной ленте, с фотопленки, магнитной ленты и т. п.

Соответственно диапазону граничных частот исследуемых процессов коррелометры делятся на низкочастотные и высокочастотные.

13.6.2. Метод перемножения

Предполагает измерение корреляционной и взаимной корреляционной функции в соответствии с их математическим определением. Он осуществляется с помощью аналоговой, аналого-цифровой и цифровой аппаратуры.

Аналоговый коррелометр (рис. 13.8) выполняет действия, необходимые для получения оценок корреляционной и взаимной корреляционной функции стационарных эргодических (и стационарно связанных) случайных процессов в соответствии с выражениями

$$K_x^*(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T \dot{x}(t)\dot{x}(t+\tau)dt$$

$$K_{xy}^*(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T \dot{x}(t)\dot{y}(t+\tau)dt$$

т. е. осуществляет относительный сдвиг одного из центрированных напряжений на интервал τ , перемножает два напряжения, усредняет произведение в течение достаточно длительного интервала времени T . При определенном интервале сдвига τ_i вычисляется одна ордината $Kx(\tau_i)$ корреляционной функции. Для получения всей кривой прибором последовательного действия операции многократно повторяются при разных сдвигах. Коррелометр параллельного действия, измеряющий n ординат функции корреляции параллельно, существенно ускоряет измерения.

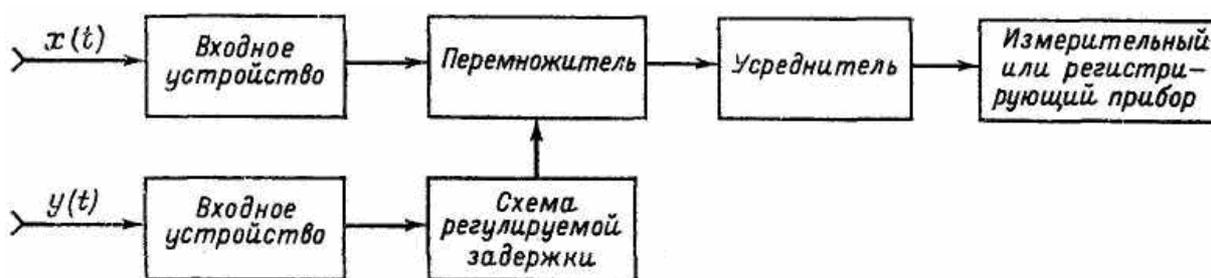


Рис. 13.8. Структурная схема коррелометра, работающего по методу перемножения

Широко распространены аналого-цифровые приборы, осуществляющие метод перемножения. Одно из лучших аппаратных решений в этом плане воплощено в приборах, получивших в литературе название коррелометров Стильтьеса. Их особенность заключается в том, что при определении взаимной корреляционной функции двух случайных процессов $X(t)$ и $Y(t)$ квантуется напряжение реализации только одного процесса, например $x(t)$, а напряжение реализации второго процесса сохраняется в аналоговой форме. Алгоритмы аппаратного определения функции взаимной корреляции

$$K_{XY}^*(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T \dot{x}_{KB}(t - \tau) \dot{y}(t) dt, \quad K_{XY}^*(kT_0) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \dot{x}_{KB}(iT_0 - kT_0) \dot{y}(kT_0)$$

При этом возможно квантование по малому числу уровней. Так, применение квантующего устройства с тремя различными разрядами обеспечивает измерения с малыми погрешностями, если продолжительность измерений достаточно велика.

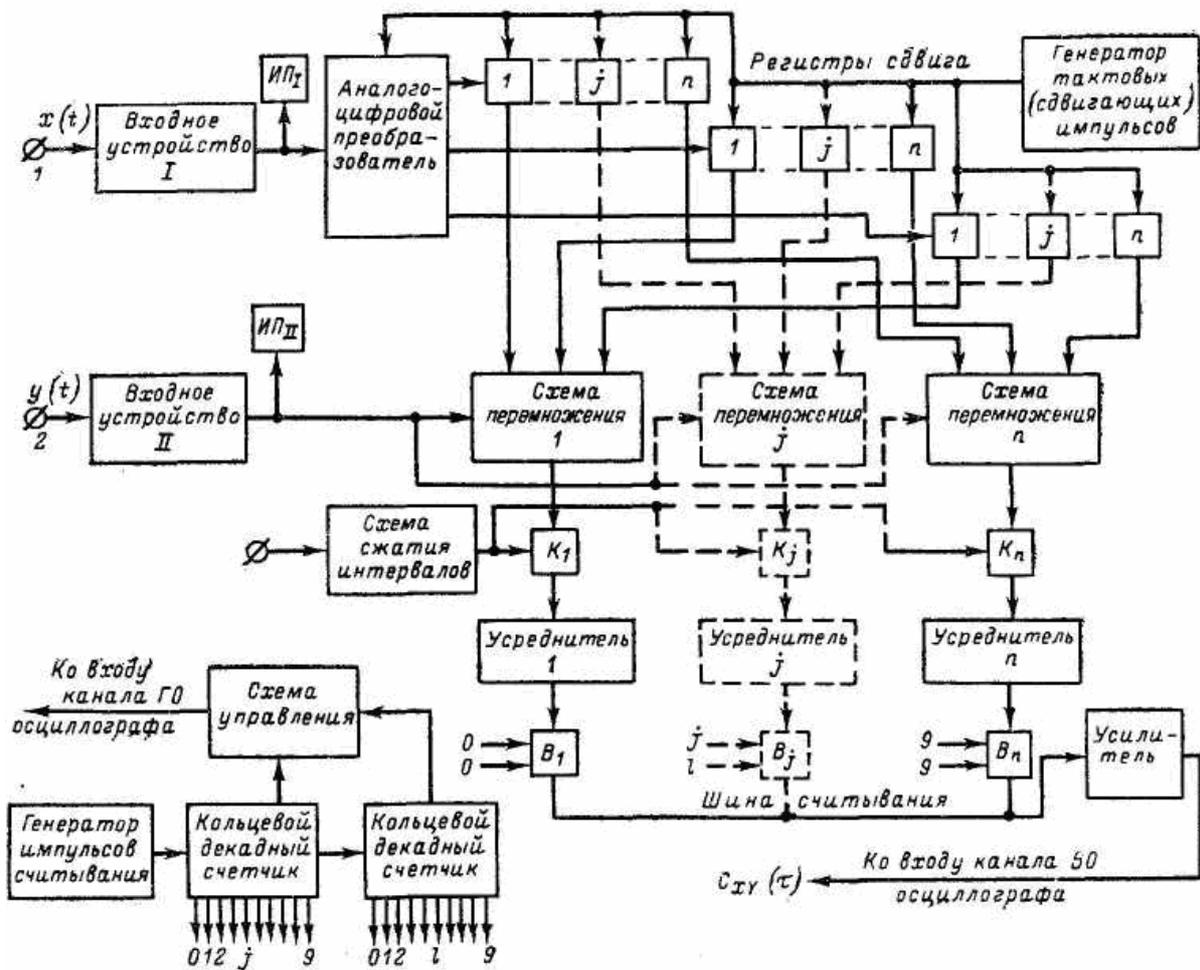


Рис. 13.9. Аналого-цифровой коррелометр Стильтьеса

13.6.3. Знаковые методы

Относительно простые и компактные коррелометры получаются при косвенных измерениях, основанных на прямых измерениях функций знаковых корреляций. Такие коррелометры называют знаковыми.

Функции знаковой корреляции (знаковые корреляционные функции) делят на два вида: «знак – знак» и «значение – знак». Первый называют математическим ожиданием знаковых функций центрированного случайного процесса $X(t)$

$$R_x(t_1, t_2) = M \left[\text{sgn} \dot{X}(t_1) \text{sgn} \dot{X}(t_2) \right],$$

где $\text{sgn} \dot{X}(t)$ – знаковая функция, соответственно равная: +1 при $\dot{X}(t) > 0$; 0 при $\dot{X}(t) = 0$ и – 1 при $\dot{X}(t) < 0$.

Функция взаимной знаковой корреляции вида «знак – знак»

$$R_{xy}(t_1, t_2) = M[\text{sgn} \dot{X}(t_1) \text{sgn} \dot{Y}(t_2)]$$

Если случайные процессы стационарны и эргодичны, то оценки указанных знаковых функций находятся из формул

$$R_x^*(kT_0) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \text{sgn} \dot{x}(iT_0) \text{sgn} \dot{x}(iT_0 + kT_0)$$

$$R_{xy}^*(kT_0) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \text{sgn} \dot{x}(iT_0) \text{sgn} \dot{y}(iT_0 + kT_0)$$

Для гауссова процесса с нулевым средним знаковая корреляционная функция связана с нормированной функцией корреляции $\rho_x(kT_0)$ формулой

$$R_x(kT_0) = \frac{2}{\pi} \arcsin \rho_x(kT_0)$$

откуда

$$\rho_x(kT_0) = \sin \left[\frac{\pi}{2} R_x kT_0 \right]$$

Функции знаковой корреляции вида «значение – знак», которые также называют релейными функциями, характеризуются выражениями

$$Q_x(t_1, t_2) = M[\dot{X}(t_1) \text{sgn} \dot{X}(t_2)],$$

$$Q_{xy}(t_1, t_2) = M[\dot{X}(t_1) \text{sgn} \dot{Y}(t_2)]$$

Связь между нормированными корреляционными функциями и функциями вида «значение – знак» для стационарных случайных процессов определяется формулами

$$\rho_x(kT_0) = \frac{1}{\mu_x \sigma_x} Q_x(kT_0), \quad \rho_{xy}(kT_0) = \frac{1}{\mu_y \sigma_x} Q_{xy}(kT_0),$$

где μ_x и μ_y — коэффициенты, зависящие от видов законов распределения вероятностей процессов $X(t)$ и $Y(t)$.

При нормальном распределении вероятностей $\mu = \sqrt{2/\pi}$ формулы оценок имеют вид

$$\rho_X^* = (kT_0) = \frac{\sqrt{\pi/2}}{\sigma_X N} \sum_{i=1}^N \dot{x}(iT_0) \operatorname{sgn} \dot{x}(iT_0 + kT_0),$$

$$\rho_{XY}^* = (kT_0) = \frac{\sqrt{\pi/2}}{\sigma_X N} \sum_{i=1}^N \dot{x}(iT_0) \operatorname{sgn} \dot{y}(iT_0 + kT_0)$$

Дальнейшее расширение класса анализируемых случайных процессов открывает знаковый метод, предполагающий применение вспомогательных сигналов. Он позволяет измерить функции корреляции случайных процессов с любым и заранее неизвестным законом распределения вероятностей, но характеризуется более высокими статистическими погрешностями при той же продолжительности измерения.

Общая идея метода заключается в следующем. При аппаратурном определении корреляционной функции $K_x(kT_0)$ непосредственно измеряется знаковая взаимная корреляционная функция «значение – знак»

$$Q_{xz}(kT_0) = M[\dot{X}(iT_0) \operatorname{sgn} \dot{Z}(iT_0 + kT_0)]$$

Напряжение реализации $z(t)$ представляет собой разность (сумму) анализируемого $\dot{x}(t)$ и вспомогательного $u(t)$ напряжений. Значения сигнала $u(t)$ в моменты опросов независимы друг от друга, а также по отношению к исследуемому сигналу $x(t)$. Распределение вероятностей мгновенных значений напряжения $u(t)$ равномерно в пределах от $-A$ до $+A$, где $A \geq |x(t)_{\max}|$. Корреляционная функция $K_x(kT_0)$ выражается через функцию знаковой корреляции формулой

$$K_x(kT_0) = A Q_{xz}(kT_0)$$

Если измеряют функцию взаимной корреляции $K_{XY}(kT_0)$ процессов $X(t)$ и $Y(t)$, то напряжение $z(t)$ образуют как разность (сумму) напряжений $y(t)$ и $u(t)$.

13.6.4. Метод аппроксимации корреляционной функции суммой членов разложения ее в ряд

Корреляционную функцию стационарного случайного процесса можно представить рядом

$$K_X(\tau) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \varphi_n(\tau),$$

где a_n – коэффициент Фурье; $\varphi_n(\tau)$ – семейство базисных функций, ортонормированных в интервале $(0, \infty)$ с весом $\mu(\tau)$, характеризуемое интегралом

$$\int_0^{\infty} \mu(\tau) \varphi_m(\tau) \varphi_n(\tau) d\tau = k_{m,n},$$

где $k_{m,n}$ – символ Кронекера, т. е. $k_{m,n} = 0$ при $m \neq n$ и 1 при $m = n$. Коэффициент разложения a_n , в соответствии с общими свойствами ортогональных полиномов определяется формулой

$$a_n = \int_0^{\infty} Kx(\tau)\varphi_n(\tau)\mu(\tau)d\tau$$

Этот коэффициент можно представить в форме

$$a_n = M[\dot{X}(t)V_n(t)]$$

Напряжение $v_n(t)$ – выходное напряжение линейного фильтра с импульсной переходной характеристикой

$$g_n(t) = \varphi_n(t)\mu(\tau)$$

Формула принимает вид

$$a_n = \dot{x}(t)v_n(t),$$

если исследуемый случайный процесс стационарный и эргодический.

Линейную систему с одним входом и многими выходами, откликающуюся на единичный импульс – дельта-функцию $\delta(t)$ – семейством ортогональных функций φ_n , называют ортогональным фильтром. Это же название распространяют и на фильтр с импульсной переходной характеристикой.

Таким образом, коэффициент разложения a_n аппаратно может быть определен усреднением по времени произведения напряжения реализации $x(t)$ и выходного напряжения $v_n(t)$ ортогонального фильтра с импульсной переходной характеристикой, ко входу которого приложено напряжение $x(t)$.

Для практического использования формулы ограничиваются конечным числом членов ряда. Тогда

$$K_x^{(q)}(\tau) = \sum_{n=0}^q a_n \varphi_n(\tau)$$

На основе формул конструируют коррелометры, причем в качестве базисных функций могут быть применены функции Лагерра, Хаара, Уолша, Чебышева, Эрмита, Лежандра и др.

13.6.5. Статистические погрешности измерения корреляционных функций

Статистические погрешности измерения корреляционных функций зависят от применяемого метода измерений:

1. Относительная среднеквадратическая погрешность измерения функции корреляции вида «значение – значение» дискретным методом перемножения при некоррелированных парных выборках для нормального стационарного процесса, характеризуемого нормированной функцией корреляции $\rho_x(kT_0)$

$$\delta^2(kT_0) = \frac{1}{N} \left[\frac{1}{\rho_x^2(kT_0)} + 1 \right],$$

где N – число пар некоррелированных выборок; kT_0 – интервал сдвига между выборками, образующими пару.

2. Относительная среднеквадратическая погрешность измерения нормированной функции корреляции по знаковой корреляционной функции вида «знак – знак» при некоррелированных парах выборок и $(kT_0) \rightarrow \tau_{м.к.}$, т.е. $\rho_x(kT_0) \rightarrow 0,05$ (нормальный случайный процесс),

$$\delta^2 = \frac{1}{N} \left[\frac{\pi}{4\rho_x^2(kT_0)} - 1 \right]$$

3. Относительная среднеквадратическая погрешность измерения нормированной функции по знаковой функции вида «значение – знак» (нормальный случайный процесс)

$$\delta^2 = \frac{1}{N} \left[\frac{\pi}{2\rho_x(kT_0)} - 1 \right]$$

4. Относительная среднеквадратическая погрешность измерений корреляционной функции по функции вида «значение – знак» с применением вспомогательного сигнала

$$\delta^2 = \frac{1}{N} \left[\frac{c^2}{\rho_x(kT_0)} - 1 \right],$$

где $c = A/\sigma_x$.

13.6.6. Погрешность аппроксимации

Измерения функции корреляции заключаются в измерении отдельных ее значений – ординат. Для получения всей кривой необходима аппроксимация кривой. Обычно измеряют n равномерно отстоящих друг от друга ординат, разделенных интервалом τ_0 , называемым шагом измерения, полагая максимальное время задержки примерно равным максимальному интервалу корреляции $\tau_{м.к.}$ анализируемого случайного процесса. При этом $n = \tau_{м.к.}/\tau_0 + 1$ (с округлением в сторону большего целого).

Шаг измерений определяют по формуле

$$\tau_0 = \frac{\sqrt{8\delta_d}}{\sqrt{|\rho''(\tau)/\rho_x(\tau)|}},$$

где δ_d – допустимая погрешность аппроксимации кривой нормированной функции корреляции $\rho_x(\tau)$ сложной ломаной, вершины которой совпадают в точках τ_i с графиком функции $\rho_x(\tau)$; $\rho''_x(\tau)$ – вторая производная функции $\rho_x(\tau)$.

Имеется таблица чисел n для типовых корреляционных функций при различных величинах допустимой погрешности δ_d (она построена по приведенным формулам). При экспериментальном определении корреляционной функции следует на основе либо априорных данных, либо грубого эксперимента построить модель, т. е. сделать предположение о том, к какому из типовых приближается график (уравнение) определяемой функции корреляции, и воспользоваться данными таблицы или формулами.

13.7. Анализ спектров

13.7.1. Общие сведения

Спектральная плотность мощности стационарного случайного процесса определяется как преобразование Фурье корреляционной функции стационарного случайного процесса

$$G_X^M(f) = \int_{-\infty}^{\infty} K_X(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau.$$

Соответственно обратное преобразование Фурье

$$K_X(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} G_X^M(f) e^{j2\pi f\tau} df.$$

В выражениях, называемых формулами Винера – Хинчина, спектральная плотность $G_X^M(f)$ распространена на область как положительных, так и отрицательных частот, причем $G_X^M(f) = G_X^M(-f)$. В отличие от двустороннего «математического» спектра $G^{(M)}(f)$ при прикладных исследованиях и измерениях используют одностороннюю «физическую» спектральную плотность $G_X(f)$, отличную от нуля лишь при $f \geq 0$: $G_X(f) = 2 G_X^M(f)$. Ей соответствуют формулы Винера – Хинчина

$$\begin{aligned} G_X(f) &= 4 \int_0^{\infty} K_X(\tau) \cos 2\pi f \tau d\tau, \\ K_X(\tau) &= \int_0^{\infty} G_X(f) \cos 2\pi f \tau df \end{aligned} \tag{13.5}$$

Значение спектральной плотности $G_X(f)$ для каждого фиксированного значения частоты f – это средняя мощность, выделяемая на резисторе сопротивлением в 1 Ом, которая приходится на единицу полосы частот.

Аппаратурно спектр определяют анализатором спектра, работа которого основана на одном из трех методов анализа: фильтрации, нахождения спектральной плотности мощности по измеренной корреляционной функции в соответствии с теоремой Винера – Хинчина, определения спектральной плотности мощности по преобразованию Фурье реализации случайного процесса.

13.7.2. Метод фильтрации

Согласно (13.5) средняя мощность стационарного случайного процесса $X(t)$

$$P_X = K_X(0) = \int_0^{\infty} G_X(f) df$$

Если спектр процесса ограничен частотами $f_1 = f - \Delta f/2$ и $f_2 = f + \Delta f/2$, то средняя мощность в полосе Δf (в окрестности частоты f)

$$P_x(f, \Delta f) = \int_{f-\Delta f/2}^{f+\Delta f/2} G_x(f) df$$

В случае, когда полоса частот Δf конечна, но настолько узка, что спектральную плотность $G_x(f)$ можно полагать постоянной в этой полосе,

$$G_x(f) \approx \frac{P_x(f, \Delta f)}{\Delta f}$$

Спектральную плотность можно определить, измерив среднюю мощность в известной узкой полосе, т. е. «вырезать» узкую полосу спектра исследуемого процесса, а затем выполнить те же операции, что и при измерении средней мощности эргодического случайного процесса (рис. 13.10).

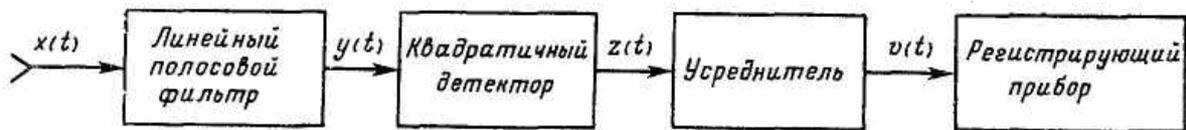


Рис. 13.10. Структурная схема измерителя спектральной плотности мощности методом фильтрации

Напряжение $v(t, T)$ – длительность реализации или продолжительность анализа, снимаемое с выхода усреднителя, соответствует оценке спектральной плотности. При анализе одной реализации среднеквадратические относительные случайные погрешности при усреднении идеальным интегратором и ФНЧ

$$\delta_{II}^2 \approx \frac{d}{T \Delta f_{\text{э.н.}}}, \quad \delta_{\Phi} \approx \frac{d\alpha}{2\Delta f_{\text{э.н.}}},$$

где $d = 1$ для идеальных низкочастотных и радиополосовых фильтров, $d = 1/2$ – для одиночной колебательного контура, $d = 1/\sqrt{2}$ – для гауссова радиополосового фильтра; T – продолжительность интегрирования; $f_{\text{э.н.}}$ – эффективная шумовая полоса узкополосного фильтра; α – величина, обратная постоянной времени усредняющего ФНЧ.

Относительная дисперсия оценки спектральной плотности мощности уменьшается с расширением полосы пропускания анализирующего фильтра. Но это ведет к увеличению смещения оценки, которое прямо пропорционально ширине полосы. Относительная погрешность смещения

$$s = \frac{(\Delta f_{\text{э.н.}}) G_x''(f)}{24 G_x(f)},$$

где $G_x''(f)$ – вторая производная по частоте спектральной плотности $G_x(f)$.

Выражения для квадратов суммарных погрешностей

$$\xi_{II}^2 = s^2 + \delta_{II}^2 = \frac{(\Delta f_{\text{э.н}})^4}{576} \left[\frac{G''_x(f)}{G_x(f)} \right]^2 + \frac{d}{T \Delta f_{\text{э.н}}},$$

$$\xi_{\Phi}^2 = s^2 + \delta_{\Phi}^2 = \frac{(\Delta f_{\text{э.н}})^4}{576} \left[\frac{G''_x(f)}{G_x(f)} \right]^2 + \frac{d\alpha}{T \Delta f_{\text{э.н}}}$$

Оптимальная (в смысле минимума суммарной среднеквадратической погрешности) полоса пропускания анализирующего фильтра:

– при усреднении идеальным интегратором

$$(\Delta f_{\text{э.н}})_{\text{opt}} = \sqrt[5]{\frac{144d}{T} \left[\frac{G_x(f)}{G''_x(f)} \right]^2}$$

– при усреднении с помощью ФНЧ

$$(\Delta f_{\text{э.н}})_{\text{opt}} = \sqrt[5]{172d\alpha \left[\frac{G_x(f)}{G''_x(f)} \right]^2}$$

13.7.3. Определение спектральной плотности по корреляционной функции

Измерения носят косвенный характер, непосредственно измеряют корреляционную функцию, а оценку $G_X(f)$ вычисляют по формуле

$$G_X^*(f) = 4 \int_0^{T_1} K_X^*(\tau) \cos 2\pi f \tau d\tau \quad (13.6)$$

Оценка (13.6) неприемлема, когда требуется выяснение тонкой структуры спектра мощности, т. к. «отсечение» участка кривой функции корреляции $K_X(\tau)$, соответствующего значениям аргумента $|\tau| > T_1$, может привести к значительным искажениям аппаратного спектра в низкочастотной области. Для получения подходящей оценки спектральной плотности мощности подынтегральное выражение (13.6) умножают на весовую функцию $\omega(\tau)$, которую в литературе часто называют «окном» (корреляционным окном). С учетом «окна» оценка спектральной плотности

$$G_X^*(f) = 4 \int_0^{T_1} \omega(\tau) K_X^* \cos 2\pi f \tau d\tau$$

Состоятельность оценки зависит от выбора «окна», т. е. характера функции $\omega(\tau)$. В (13.6) – «прямоугольное окно»; функция $\omega(\tau)$ равна 1 при $|\tau| \leq T_1$ и 0 при $|\tau| > T_1$. Выбор «окна» зависит от характера определяемого спектра и от той конкретной задачи, для решения которой проводятся измерения.

Возможны аппаратные решения, автоматизирующие вычислительную процедуру. Применяемые на практике приборы, как правило,

представляют собой коррелометры, дополненные устройствами, которые вместе с узлами коррелометра образуют схему для аппаратного вычисления спектральной плотности по значениям функции корреляции. Эти приборы могут быть аналоговыми и цифровыми.

13.8. Анализ распределения вероятностей

13.8.1. Метод измерения относительного времени пребывания реализации случайного процесса выше заданного уровня (в интервале уровней)

Существует определенная связь между функцией распределения вероятностей стационарного эргодического случайного процесса $X(t)$ и относительным временем пребывания реализации $x(t)$ этого процесса выше заданного уровня анализа x (рис. 13.11, а), а также между плотностью распределения и относительным временем пребывания реализации внутри интервала Δx (между уровнями x_1 и x_2) – рис. 13.11, б.

Формулы оценок дополнительной функции распределения $F_1(x) = P[X(t) > x]$ и плотности распределения $p(x)$, устанавливающие указанную связь

$$F_1^*(x) = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^n \tau_i \quad P^*(x) = \frac{1}{T \Delta x} \sum_{i=1}^n \Delta t_i$$

Принцип аппаратного осуществления метода заключается в следующем. При измерениях функции распределения $F_1(x)$ в течение каждого частного промежутка T времени пребывания анализируемого напряжения выше уровня анализа x формируется прямоугольный импульс длительности τ_i . При этом амплитуды всех импульсов, соответствующих разным частным промежуткам, одинаковы (рис. 13.12).

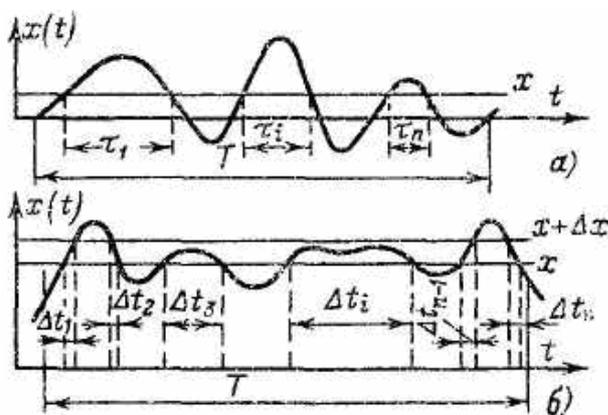


Рис. 13.11. Графики, иллюстрирующие понятие «время пребывания», реализация случайной функции выше уровня и в интервале уровней анализа

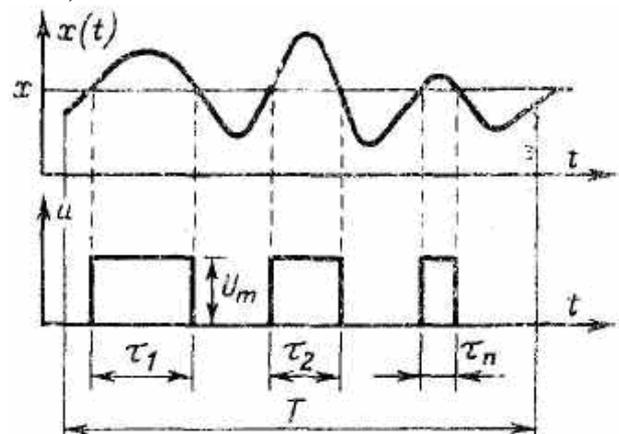


Рис. 13.12. Принцип измерения относительного времени пребывания выше уровня анализа

Общая структурная схема прибора для подобных измерений показана на рис. 13.13, а.

Амплитудный селектор выделяет сигналы, амплитуда которых либо выше, либо ниже определенного уровня – порога селекции, либо лежит в заданных пределах (пороги регулируются). Формирователь вырабатывает единичные импульсы длительностью τ_i (нередко функции селекции и формирования совмещены в одной схеме). Усреднение осуществляет интегратор или ФНЧ. В качестве показывающих и регистрирующих приборов применяют стрелочные магнитоэлектрические приборы, самописцы, осциллографы с длительным послесвечением экрана, цифровые измерители интервалов времени.

Схема, приведенная на рис. 13.13, а, анализирует только реализации $x(t) > 0$. Схемы, показанные на рис. 13.13, б и в, позволяют анализировать напряжения со средним значением, равным нулю, или напряжения, пересекающие ось времени. Если подключить самописец, лента которого перемещается в такт с изменением уровней анализа, то будет вычерчиваться кривая функции распределения.

Изображение кривой получается и на экране осциллографа с длительным послесвечением экрана, если на вход Y подавать напряжение с выхода усредняющего устройства, а на вход X – развертывающее напряжение, изменяющееся синхронно с изменением уровня анализа. Цифровой измеритель интервалов времени (рис. 13.14) позволяет получать отдельные значения (ординаты) функции распределения.

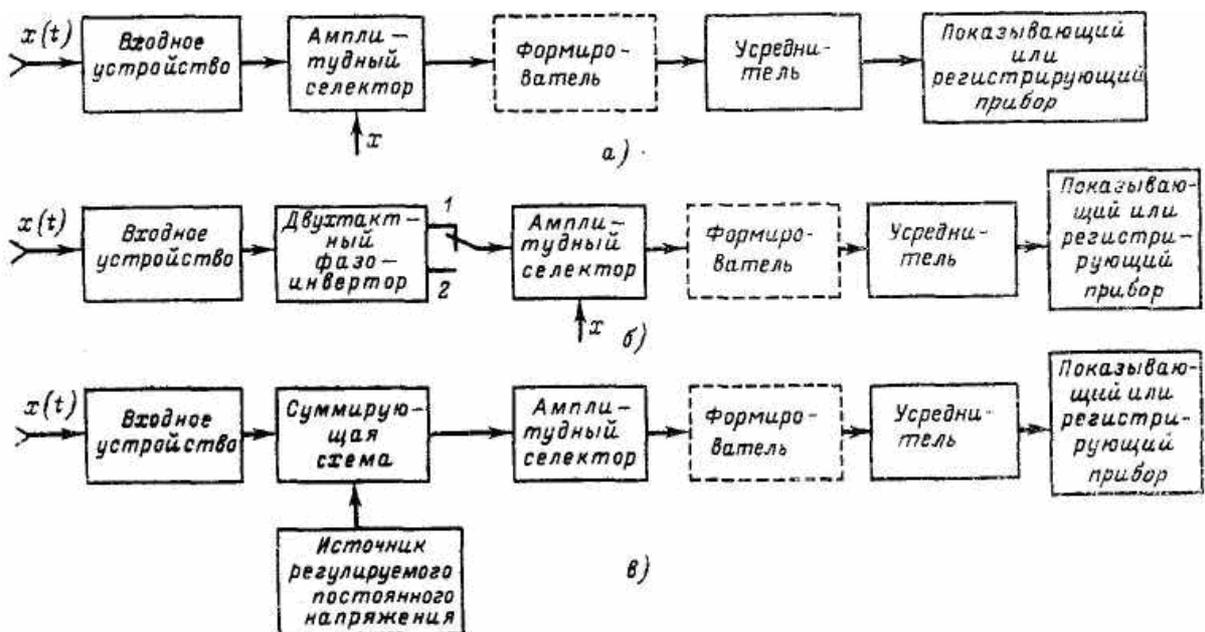


Рис. 13.13. Структурные схемы анализаторов распределения вероятностей

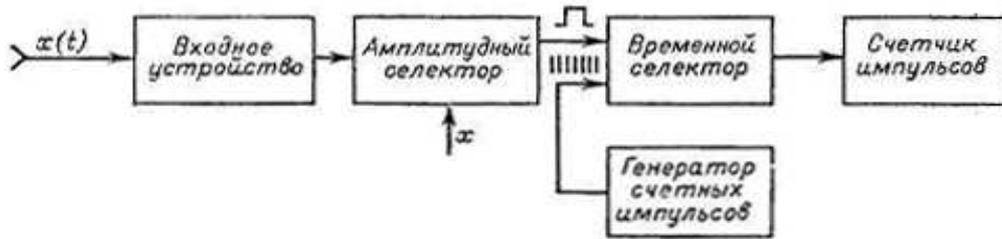


Рис. 13.14. Структурная схема анализатора с цифровым измерителем интервалов времени

Плотность распределения вероятностей можно измерять с помощью устройства с двумя каналами (рис. 13.15), в которых установлены уровни анализа x_1 и x_2 . Селектор первого канала имеет порог срабатывания $x_1 = x$, и на его выходе получают прямоугольные импульсы одинаковых амплитуд.

Схема, приведенная на рис. 13.13, а, анализирует только реализации $x(t) > 0$. Схемы, показанные на рис. 13.13, б и в, позволяют анализировать напряжения со средним значением, равным нулю, или напряжения, пересекающие ось времени. Если подключить самописец, лента которого перемещается в такт с изменением уровней анализа, то будет вычерчиваться кривая функции распределения. На выходе селектора получают прямоугольные импульсы одинаковых амплитуд с длительностями, равными частным интервалам пребывания реализации случайной функции $X(t)$ над уровнем x , т. е. интервалам времени, в течение которых $x(t) \geq x$. У селектора второго канала установлен порог срабатывания $x_2 = x + \Delta x$, и длительности его выходных импульсов равны частным интервалам времени пребывания выше уровня x_2 . На выходе вычитающей схемы получается разность импульсов, определяющая время пребывания функции в интервале Δx . Эта разность пропорциональна $\omega^*(x)\Delta x$. Общее время пребывания измеряется одним из рассмотренных выше способов. Изменяя уровни так, чтобы коридор Δx сохранялся одинаковым, можно получить серию ординат кривой распределения.

При такой схеме трудно получить высокую точность, так как малым величинам разности сопутствуют значительные относительные погрешности измерения. Более точны схемы, в которых используется амплитудный селектор с двумя порогами селекции (верхним и нижним), отличающимися на Δx .

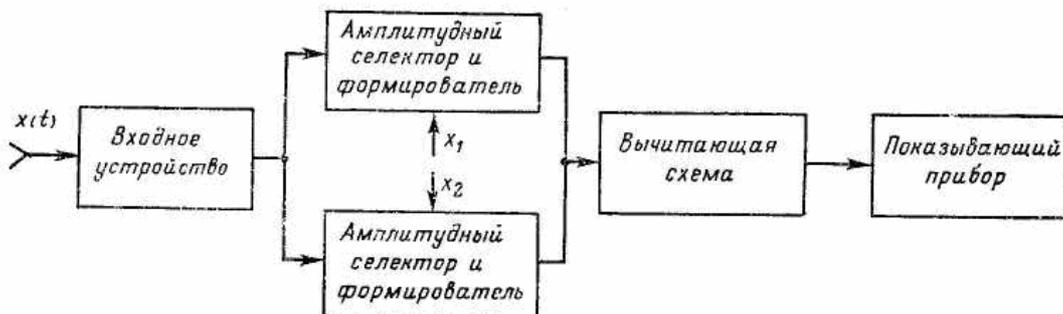


Рис. 13.15. Пример структурной схемы двухканального измерителя плотности распределения вероятностей

13.8.2. Метод дискретных выборок

При определении функции распределения методом дискретных выборок напряжение реализации $x(t)$ исследуемого процесса $X(t)$ сравнивается в дискретных точках, разделенных интервалами T_0 , с фиксированным напряжением, соответствующим одному из уровней анализа x , и по отношению количества случаев $x(t) < x$ к общему числу выборок судят о значении $F(x) = P[X(t) < x]$. Моменты сравнения задаются стробирующими импульсами с периодом следования T_0 , называемыми импульсами выборок или опроса.

Для получения значений плотности распределения подсчитывают число выборок, при которых напряжение $x(t)$ оказывается в интервале уровней Δx , т. е. выполняется одно из следующих условий: $x \leq X(t) < x + \Delta x$ или $x - \Delta x/2 \leq X(t) < x + \Delta x/2$.

Отношение количества случаев d , когда исследуемое напряжение $x(t)$ за время измерения T превосходит уровень анализа x , к общему количеству выборок N (при условии, что число N достаточно велико) служит оценкой функции

$$F_1(x) = P[X(t) \geq x],$$

с которой функция распределения $F(x) = P[X(t) < x]$ связана очевидным соотношением $F(x) = 1 - F_1(x)$. Значения плотности распределения $p(x)$ находят из соотношения $p^*(x) = h/N\Delta x$, где h – число выборок, попадающих в дифференциальный коридор Δx .

Одним из эффективных и сравнительно легко осуществимых измерителей распределения вероятностей является прибор, структурная схема которого приведена на рис. 13.16. Сочетание серийно выпускаемого многоканального анализатора амплитуд с дополнительным относительно несложным блоком позволяет получить многоканальный анализатор распределения вероятностей случайного процесса.

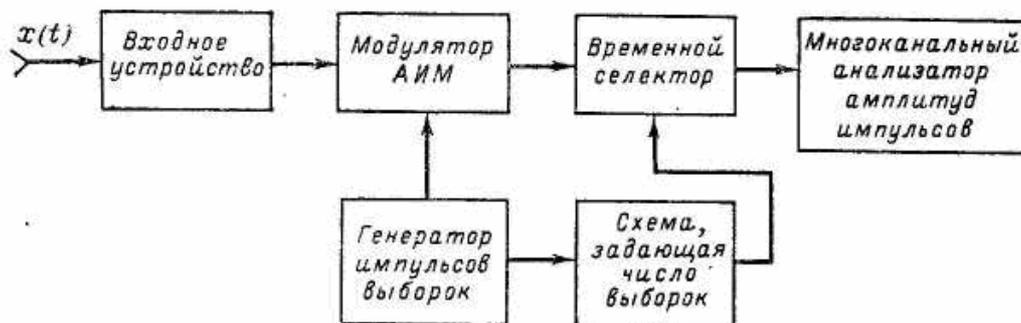


Рис. 13.16. Структурная схема многоканального прибора с амплитудным анализатором импульсов

Применение счетно-импульсной модуляции дает возможность сравнивать значение реализации с уровнем анализа в цифровой форме – строить цифровые анализаторы. У подобных приборов практически отсутст-

вуют такие источники погрешностей, как неточность установки уровней анализа, дрейф уровней, неодинаковая ширина дифференциальных коридоров при различных уровнях и ее дрейф, влияние частотных свойств элементов прибора.

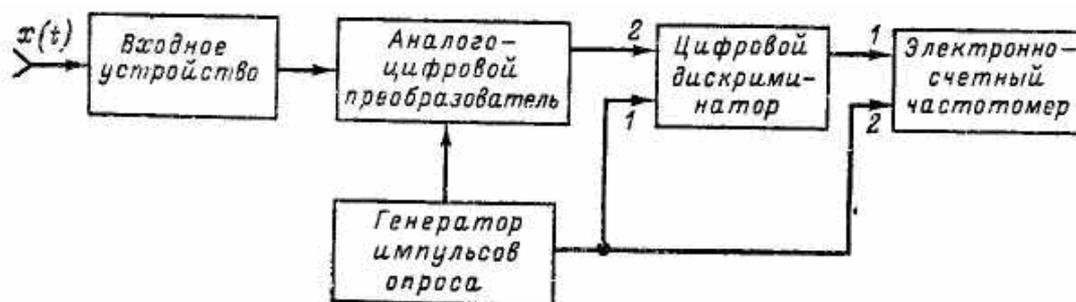


Рис. 13.17. Структурная схема аналого-цифрового анализатора распределения вероятностей

В анализаторе с цифровым дискриминатором (рис. 13.17) уровни анализа и дифференциальный коридор представлены в виде чисел, с которыми сравнивается исследуемое напряжение, предварительно преобразованное также в число. Прибор работает по методу дискретных выборок.

13.8.3. Статистические погрешности измерений

При использовании метода дискретных выборок относительная среднеквадратическая случайная погрешность измерения функции $F_1(x)$ некоррелированными выборками определяется

$$\delta_{F_1}^2 = \frac{1}{N} \frac{1 - F_1(x)}{F_1(x)},$$

где N – число некоррелированных выборок.

Относительная среднеквадратическая случайная погрешность измерения плотности распределения вероятностей некоррелированными выборками равна

$$\delta_p^2 = \frac{1}{N} \frac{1 - p(x)\Delta x}{p(x)\Delta x} \quad (13.7)$$

Ширину дифференциального коридора Δx целесообразно выбирать, учитывая два вида относительных погрешностей измерений: систематическую и случайную. Первая погрешность – это относительная величина смещения оценки, а вторая – корень квадратный из относительной дисперсии оценки плотности распределения вероятностей $p(x)$.

Смещение оценки обусловлено конечной шириной дифференциального коридора Δx и растет с увеличением ширины коридора.

Формула относительной систематической погрешности, выраженной через нормированные величины уровня анализа $x_H = x/\sigma_x$, дифференциаль-

ного коридора $\Delta x_H = \Delta x / \sigma_x$ и плотности распределения $\varphi(x_H) = \varphi(x / \sigma_x) = \sigma_x p(x)$, записывается в виде

$$s \approx \frac{(\Delta x_H)^2 \varphi''(x_H)}{24 \varphi(x_H)}$$

Квадрат случайной погрешности согласно (13.7) после перехода к нормированным величинам

$$\delta_p^2 = \frac{1}{N} \left[\frac{1}{\Delta x_H \varphi(x_H)} - 1 \right]$$

Так как зависимости погрешностей S_p и σ_p от ширины коридора Δx взаимно противоположны, то в случае, когда величины S_p и σ_p соизмеримы, возникает задача отыскания оптимальной (в смысле минимума суммарной среднеквадратической погрешности) ширины коридора. Если число выборок фиксировано, то такой оптимум существует

$$(\Delta x_H)_{opt} = \sqrt[5]{\frac{144 \varphi(x_H)}{N [\varphi''(x_H)]^2}}$$

Для нормального закона распределения при $x_H = 3$ плотность вероятности $\varphi(x_H) = 0,00443$, а ее вторая производная $\varphi''(x_H) = 0,03545$. Тогда

$$(x_H)_{opt} \approx \frac{3,5}{\sqrt[5]{N}}$$

Источники аппаратурных (инструментальных) погрешностей: неточность установки уровней анализа и ширины дифференциального коридора, их дрейф, недостаточно высокая скорость срабатывания амплитудного селектора, отклонение формы выходных импульсов селектора от теоретической, несоответствующий выбор типа и параметров усредняющего устройства, невысокая точность регистрирующего или показывающего прибора. В ряде случаев погрешности могут проявляться из-за недостаточной широкополосности входных устройств, усилителей и амплитудных устройств, а также из-за того, что амплитудная характеристика усилителей линейна в недостаточно широких пределах.

14. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ КОМПОНЕНТОВ ЦЕПЕЙ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПОСТОЯННЫМИ

14.1. Общие сведения

Различают следующие виды приборов для измерения параметров компонентов и цепей с сосредоточенными постоянными: Е2 – измерители полных сопротивлений и (или) полных проводимостей; Е3 – измерители индуктивности; Е4 – измерители добротности; Е6 – измерители сопротивлений; Е7 – измерители параметров универсальные; Е8 – измерители емкостей.

Приборы для измерения параметров электронных ламп и полупроводниковых приборов делят на виды: Л2 – измерители параметров (характеристик) полупроводниковых приборов (к этому виду относятся также измерители и испытатели интегральных схем); Л3 – измерители параметров (характеристик) электронных ламп; Л4 – измерители шумовых параметров полупроводниковых приборов.

14.2. Резонансные методы измерения параметров линейных компонентов

Предполагают использование физических явлений в колебательных контурах и LC-генераторах. Соответственно могут быть разделены на контурный и генераторный методы.

14.2.1. Контурный метод

Косвенные измерения емкости конденсатора и индуктивности катушки основаны на известной зависимости резонансной частоты контура от его параметров: $f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{LC}$. Контур, составленный из испытуемого и образцового компонентов, слабо связывают с измерительным генератором. Частоту последнего регулируют до наступления резонанса, индикатором которого служит электронный вольтметр. Емкость или индуктивность находят из формул

$$\left. \begin{aligned} C_x &= 2,53 \cdot 10^{10} / f_p^2 L_{обр}; \\ L_x &= 2,53 \cdot 10^{10} / f_p^2 C_{обр} \end{aligned} \right\},$$

где C_x и $C_{обр}$ – измеряемая и образцовая емкость, пФ; L_x и $L_{обр}$ – измеряемая и образцовая индуктивности, мкГн; f_p – резонансная частота, кГц.

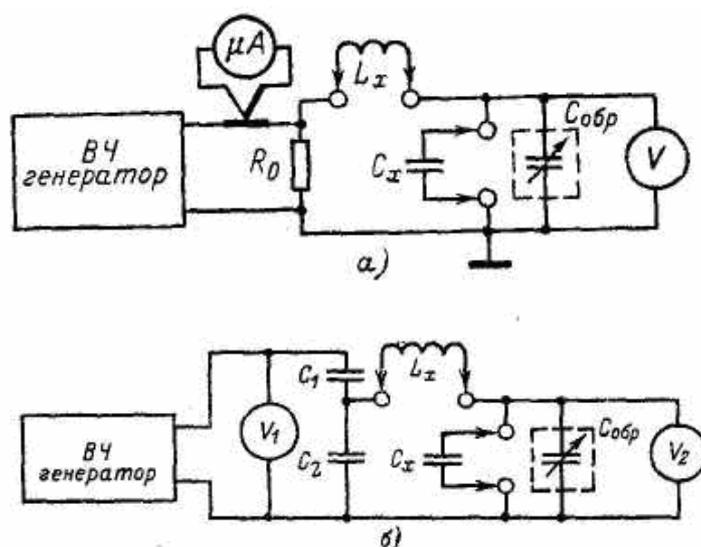


Рис. 14.1. Упрощенные схемы куметров

Контурным методом измеряют и добротность колебательного контура Q . Один из способов реализуется в куметре, два варианта схем которого показаны на рис. 14.1, *а* и *б*. Катушку индуктивности подключают к зажимам L_x , а конденсатор – к зажимам C_x . Устанавливают минимальное значение емкости образцового конденсатора. Частоту генератора перестраивают до наступления резонанса напряжений в последовательном контуре. Напряжение на конденсаторе (U_c при неизменном напряжении e , возбуждающем контур, получается пропорциональным добротности контура (если добротность достаточно высока, по крайней мере $Q > 10$)

$$U_c = Qe$$

Шкала электронного вольтметра градуируется в единицах Q . Погрешность, обусловленную подключением к контуру образцового конденсатора, исключают расчетным путем.

Добротность контура можно измерить также косвенным методом, который называют методом переменной частоты. Непосредственно измеряют полосу пропускания контура ΔF на относительном уровне $A = QU_p$ и резонансную частоту f_p , а добротность вычисляют по формуле

$$Q = \frac{f_p}{\Delta F_A} \sqrt{\frac{1-A^2}{A^2}}$$

Самая высокая точность измерений получается, когда $A = 0,707$.

Наибольший удельный вес в общей погрешности измерений добротности контура описанным методом имеет погрешность определения полосы ΔF . Поэтому ее нужно измерять с большой точностью (например, электронно-счетным частотомером).

14.2.2. Генераторный метод

Высокочастотные генераторы I и II собраны по одинаковой схеме (рис. 14.2). В контур первого генератора включены образцовые конденсаторы переменных емкостей, значения которых отличаются друг от друга в 100 раз. Испытуемую катушку индуктивности включают в контур второго генератора последовательно с его катушкой индуктивности, значение которой может изменяться. Испытуемый конденсатор включается параллельно контуру генератора II (зажим C_x).

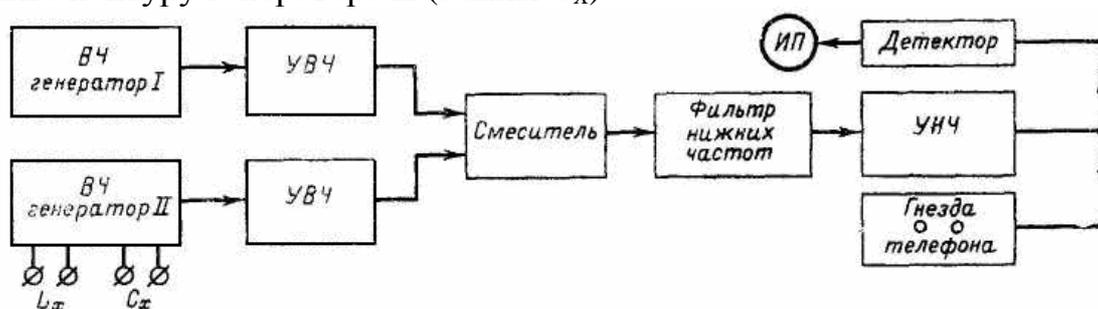


Рис. 14.2. Структурная схема прибора для измерения емкостей и индуктивностей генераторным методом

При измерении емкости конденсатора до подключения последнего оба генератора настраивают на одинаковую частоту. Совпадение частот фиксируется с высокой точностью по нулевым биениям, для получения и выделения которых в схеме предусмотрены смеситель и фильтр нижних частот. Напряжение звуковой частоты (нулевых биений) определяется с помощью телефона и стрелочного индикатора.

После включения конденсатора измеряемой емкости частота генератора II изменяется. Перестройкой частоты генератора I с помощью образцового конденсатора вновь добиваются равенства частот обоих генераторов, т. е. нулевых биений. Измеряемая емкость равна изменению емкости образцового конденсатора генератора I. Для получения прямого отсчета шкалу образцового конденсатора при начальной настройке генератора I устанавливают на условный нуль.

14.3. Измерение параметров линейных компонентов методами дискретного счета

Идея измерения емкости конденсатора или сопротивления резистора методом дискретного счета заключается в измерении интервала времени, равного постоянной времени цепи разряда конденсатора через резистор. В этой цепи при измерении емкости C_x образцовой величиной полагают сопротивление резистора $R_{обр}$, а при измерении R_x – емкость $C_{обр}$.

В схеме для измерения емкости C_x (рис. 14.3) конденсатор предварительно заряжен до напряжения E источника стабилизированного напряжения (ключ K в положении 1).

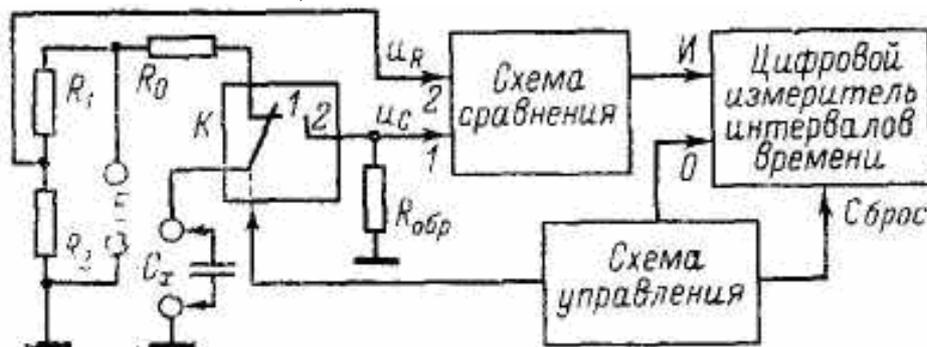


Рис. 14.3. Структурная схема цифрового измерителя емкостей и сопротивлений

Момент начала измерения задается импульсом, посылаемым схемой управления. Он сбрасывает счетчик, поступает на вход 0 цифрового измерителя интервалов времени и переводит ключ K в положение 2. Начинается разряд конденсатора через резистор $R_{обр}$. Напряжение на обкладках конденсатора, уменьшающееся по закону $u_c = Ee^{-t/\tau}$ ($\tau = C_x R_{обр}$), подается на вход 1 схемы сравнения. Ко входу 2 последней подводится напряжение u_R с делителя R_1-R_2 . Так как $R_2/(R_1+R_2) = 1/e$, то $u_R = E/e$. По истечении

интервала времени τ после начала разряда $u_c = Ee^{-1} = E/e$ и на выходе схемы сравнения возникает импульс, который поступает на вход I цифрового измерителя. Последний измеряет интервал $\tau = C_x R_{обр}$. Сосчитанное счетчиком число счетных импульсов, следующих с частотой $F_{сч}$, $m = F_{сч}\tau$. При фиксированных значениях $F_{сч}$ и $R_{обр}$

$$C_x = \frac{m}{R_{обр} F_{сч}} = km$$

Коэффициент k выбирают так, чтобы $k = 10^{-b}$ Ф (изменяя число b , можно регулировать пределы измерений). Тогда погрешность в единицу младшего разряда счета, т. е. погрешность дискретности составляет 10^{-b} Ф.

Применив образцовые конденсаторы вместо образцовых резисторов, можно аналогичным образом измерять сопротивления резисторов.

Иной принцип преобразования измеряемого параметра в интервал времени применен в цифровом измерителе емкостей конденсаторов и индуктивностей катушек, представленном на рис. 14.4.

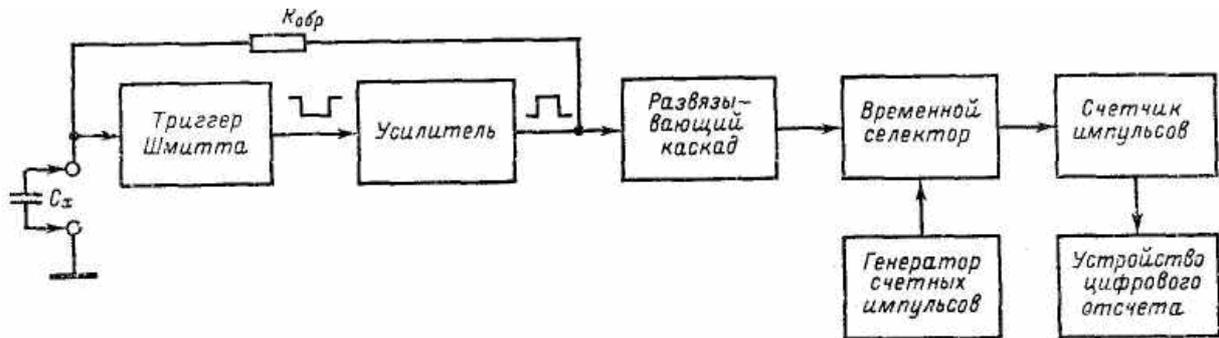


Рис. 14.4. Структурная схема цифрового измерителя индуктивностей

При включении схемы на выходе триггера Шмитта, находящегося в исходном положении, образуется сигнал отрицательной полярности. Усилитель меняет ее на противоположную. Положительный импульс строго определенной амплитуды заряжает конденсатор C_x через резистор $R_{обр}$. Рост напряжения u_c на обкладках конденсатора продолжается до тех пор, пока u_c не достигнет порога $U_{пр}$ прямого срабатывания триггера. После опрокидывания триггера на выходе усилителя получается отрицательный импульс. Конденсатор переключается с заряда на разряд, и напряжение u_c начинает уменьшаться. Когда оно понизится до порога $U_{возвр}$ возврата, который в силу характерного для триггера Шмитта явления гистерезиса ниже порога прямого срабатывания, триггер возвратится в исходное положение. На выходе усилителя теперь будет положительный импульс, и снова начнется заряд конденсатора. Переключения конденсатора с заряда на разряд и наоборот многократно повторяются. Интервал этих переключений (а значит, и период следования T_c выходных импульсов усилителя) при фиксированных порогах срабатывания триггера и амплитуде выходного импуль-

са усилителя будет пропорционален постоянной времени RC-цепи. Так как сопротивление $R_{обр}$ имеет строго определенное значение, то период T_c пропорционален измеряемому значению C_x . Он измеряется методом дискретного счета – цифровым измерителем интервалов времени.

На том же принципе основаны измерения индуктивности катушки (рис. 14.5). Период следования выходных импульсов триггера Шмитта пропорционален индуктивности L_x .

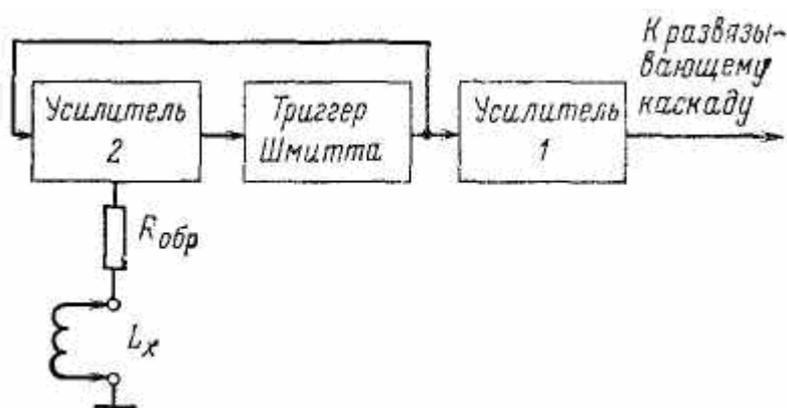


Рис. 14.5. Формирователь интервала времени, пропорционального индуктивности катушки

Прибор S-D9400, построенный по изложенному принципу, характеризуется следующими данными: пределы измерений емкости 100 пФ – 100 мкФ, приведенная погрешность 1 % (± 1 мл. разр. счета), разрешающая способность 0,1 пФ на шкале 100 пФ; пределы измерений индуктивностей 100 мкГн – 100 мГн, приведенная погрешность 1 % (± 1 мл. разр. счета), разрешающая способность 0,1 мкГн на шкале 100 мГн.

14.4. Измерение параметров транзисторов

14.4.1. Вводное замечание

Разработано много разнообразных методов и приборов для измерения параметров и характеристик транзисторов. Промышленностью выпускаются измерители параметров маломощных транзисторов (например, приборы Л2-22, Л2-23, Л2-28), мощных транзисторов (Л2-42), полевых транзисторов (Л2-31, Л2-32, Л2-34, Л2-38), измеритель шумовых параметров Л4-4 и др.

Здесь приводятся краткие сведения об измерении обратного тока коллектор – эмиттер, h -параметров, емкостей коллекторного и эмиттерного переходов, временных параметров. Подробнее методы измерения широкого перечня параметров транзисторов, включая шумовые параметры, освещены в [9].

14.4.2. Измерение обратного тока коллектор – эмиттер

Принципиальная электрическая схема измерителя приведена на рис. 14.6. Размер напряжения U_K , подаваемого от источника постоянного тока на коллектор транзистора, устанавливают равным значению, указанному в стандарте или технических условиях на транзистор испытуемого типа. После этого фиксируют показание микроамперметра (миллиамперметра). Результат измерения – обратный ток коллектор – эмиттер. Согласно ГОСТ 186045-74 возможны три режима измерения:

- 1) при коротком замыкании между базой и эмиттером;
- 2) при включении между базой и эмиттером резистора R_6 ;
- 3) при включении источника постоянного тока $U_{БЭ}$.

Допускаемая приведенная погрешность измерения при использовании стрелочных приборов не более 10 % для конечного значения шкалы 0,1 мкА (не более 15 %, если это значение менее 0,1 мкА);

в случае применения измерительных установок с цифровым отсчетом – не более 5 % измеряемого значения ± 1 мл. разр. счета.

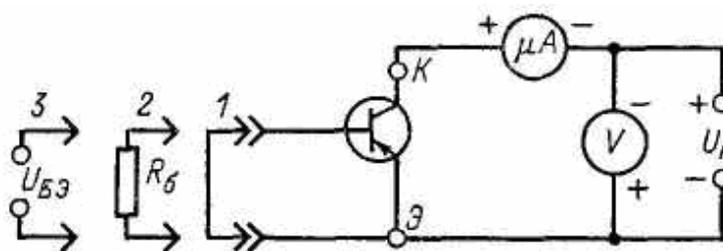


Рис. 14.6. Схема измерения обратного тока коллектор – эмиттер

14.4.3. Измерение h-параметров

Эти параметры измеряют на низких частотах, в связи с чем можно пренебречь действием емкости коллектора (например, в приборе Л2-23 частота 760 Гц).

Требуемый режим работы транзистора по постоянному току (рис. 14.7, а) устанавливают потенциометром R_3 , регулирующим ток в цепи базы. Калиброванное по амплитуде переменное напряжение U_Γ подается на входные зажимы транзистора через образцовый резистор R_1 сопротивлением $R_{обp1}$. Последнее выбрано так, чтобы $R_{обp1} \gg r_6$, поэтому ток I_1 , полностью определяемый значениями U_Γ и $R_{обp1}$, известен: $I_1 \approx U_\Gamma / R_{обp1}$. Включенные в схему вольтметры с большими входными сопротивлениями измеряют значения напряжения U_1 на зажимах база – эмиттер и падения напряжения на резисторе R_2 (сопротивление $R_{обp2}$), пропорционального выходному току, т. е. $U'_2 = I_2 R_{обp2}$. По ним можно найти измеряемые параметры

$$\left. \begin{aligned} h_{11э} &= \frac{U_1}{I_1} \approx \frac{U_1}{U_\Gamma} R_{обp1} \\ h_{21э} &= \frac{I_2}{U_1} \approx \frac{U'_2}{R_{обp2} U_\Gamma} R_{обp1} \end{aligned} \right\}$$

Если выбрать $U_{\Gamma} = 1$ В, $R_{обp1} = 100$ кОм, $R_{обp2} = 100$ Ом, а U_1 и U'_2 измерять в милливольтгах, то $h_{11э} = 100 U_1$ и $h_{21э} = U'_2$ (параметр $h_{11э}$ выражен в омах, а второе равенство – численное).

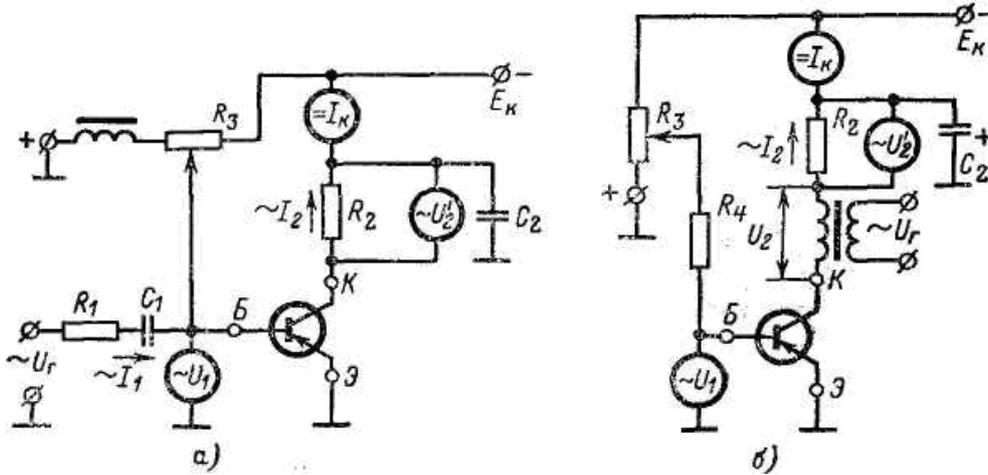


Рис. 14.7. Схема измерения h -параметров транзистора

Погрешность измерения параметра $h_{11э}$ зависит от точности калибровки сопротивления $R_{обp1}$ резистора R_1 и его стабильности, точности установки и стабильности напряжения U_{Γ} , а также от погрешности измерения напряжения U_1 при определении параметра $h_{21э}$, кроме того, имеют значение точность калибровки и стабильность сопротивления $R_{обp2}$ резистора R_2 , а также погрешность измерения напряжения U'_2 . Существенное повышение точности измерения параметров транзистора и более удобный отсчет достигаются в результате включения в схему цифровых вольтметров.

Параметры $h_{12э}$ и $h_{22э}$ измеряют в схеме, приведенной на рис. 14.8, б. Режим транзистора по постоянному току регулируется потенциометром R . Переменное напряжение $U_2 = U_{\Gamma}$. Так как $R_{обp2} \ll r_k$, то $U'_2 \ll U_2$. Измеряемые параметры определяются по значениям напряжений U_1 и U'_2 , фиксируемым вольтметрами

$$\left. \begin{aligned} h_{21э} &= \frac{U_1}{U_2} - \frac{U_1}{U_{\Gamma}}; \\ h_{22э} &= \frac{I_2}{U_2} = \frac{U'_2}{R_{обp2} U_{\Gamma}} \end{aligned} \right\}$$

Учитывая выбранные значения $U_{\Gamma} = 1$ В и $R_{обp2} = 100$ Ом, а также то, что U_1 и U_2 измеряются в милливольтгах, имеем $h_{12э} = 10^3 U_1$ и $h_{22э} = 10 U'_2$, причем выходная полная проводимость $h_{22э}$ выражена в микросименсах.

14.4.4. Измерение емкостей коллекторного и эмиттерного переходов

Эти параметры часто измеряют методом замещения. Применяется также метод емкостного и емкостно-омического делителя. Так как измеряемая емкость мала – от нескольких единиц до нескольких десятков пикофард, то при ее измерении необходимо принять меры к устранению возможных погрешностей, связанных с влиянием внешних электрических полей, входной емкости вольтметра, собственной емкости соединительных проводов и т.п.

Выпускаются специальные измерители емкостей транзисторов. Они работают на высокой частоте (например, приборы Л2-28, Л2-34).

14.4.5. Измерение временных параметров транзисторов

Подобные измерения проводят с помощью очень коротких импульсов. Наиболее эффективны измерители, в которых сочетаются осциллографические и цифровые приборы, как, например, в стробоскопическом двухканальном осциллографе С7-9 (рис. 14.8). Вход 1 блока канала Y подключается с помощью пробника 1 ко входу испытуемого транзистора, а вход 2 блока соединяется с выходом транзистора посредством пробника 2.

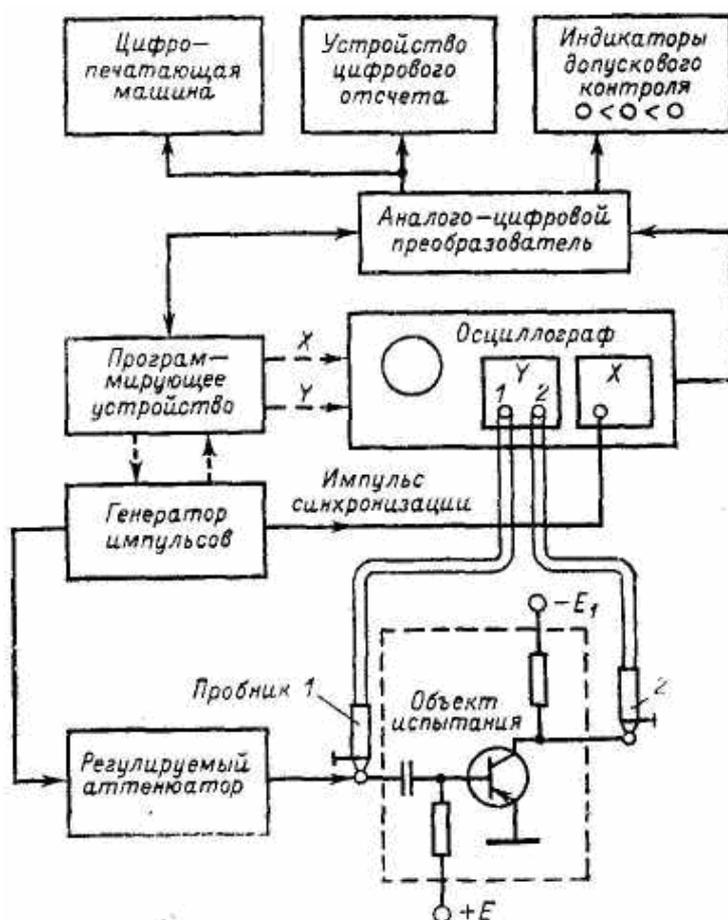


Рис. 14.8. Структурная схема цифрового стробоскопического осциллографа в режиме измерения динамических параметров транзистора

На экране осциллографа получаются изображения двух импульсов. Они приведены на рис. 14.9. Там же показаны измеряемые временные параметры: $t_{зд}$ – время задержки; $t_{нр}$ – время нарастания; $t_{рас}$ – время рассасывания; $t_{сп}$ – время (длительность) спада. Кроме этих параметров измеряется коэффициент передачи схемы на испытуемом транзисторе (отношения $U_{м.вых}$ и $U_{м.вх}$).

Программирующее устройство задает последовательность измерений, которая выдерживается автоматически: сначала измеряется $t_{зд}$, затем $t_{нр}$, $t_{рас}$ и т. д. После этого автоматически измеряются амплитуды импульсов на выходе и входе. Результаты измерений отображаются цифровыми индикаторами и фиксируются на ленте цифropечатающей машины (максимальная скорость движения ленты 10 см/с). Возможно проведение допускового контроля, для чего нужно установить нижний и верхний пределы измеряемых параметров. При норме светится лампочка зеленого цвета, когда параметр выше верхнего предела – красного цвета, а если он ниже нижнего предела – желтого цвета.

Выпускаются и специальные приборы для измерения цифровым методом временных параметров интегральных логических схем: времени задержки выходного импульса относительно входного, времени задержки распространения, времени переключения (например, прибор Л2-35). Параметры преобразуются в амплитуду импульса, которая сравнивается с напряжениями, задающими допускаемые пределы. Основные характеристики измерителя Л2-35: диапазон измерений 3 – 1000 нс, амплитуды входных и выходных сигналов интегральных схем 0,5 – 10 В; входные сопротивление и емкость 1 МОм, 35 пФ; основная погрешность измерения $\pm 0,015t_i + 1$ нс.

14.5. Прибор для исследования амплитудно-частотных характеристик четырехполюсников

Измеритель амплитудно-частотных характеристик четырехполюсников (ГОСТ 17023-71) относится к виду Х1. Он представляет собой полуавтоматический панорамный измеритель, позволяющий визуально наблюдать картину изменения коэффициента передачи четырехполюсника в широком диапазоне частот и количественно оценивать эти изменения. Структурная схема прибора изображена на рис. 14.9.

На вход исследуемого четырехполюсника подается сигнал постоянного уровня от генератора качающейся частоты (свип-генератора). Частотная модуляция колебаний генератора (линейное качание частоты) осуществляется пилообразным напряжением, которое одновременно служит напряжением горизонтальной развертки. Следовательно, горизонтальное отклонение луча пропорционально частоте.

Средняя частота генератора устанавливается равной средней частоте полосы пропускания исследуемого четырехполюсника. Уровень сигналов генератора качающейся частоты на всех частотах автоматически поддерживается постоянным. Получаемый на выходе исследуемого четырехполюсника сигнал подается через детектор на усилитель канала вертикального отклонения осциллографического индикатора. На экране последнего получается огибающая, представляющая собой амплитудно-частотную характеристику четырехполюсника.

Устройство калибровки оси частот (маркерное устройство) состоит из кварцевого генератора, смесителя и фильтра нижних частот. На один вход смесителя подается напряжение кварцевого генератора, основная частота которого равна F_1 , например $F_1 = 1$ МГц. Это напряжение характеризуется весьма широким спектром (содержит много высших гармоник), частоты соседних составляющих которого отличаются друг от друга на величину F_1 (1 МГц). Ко второму входу смесителя подводится напряжение от генератора. Каждый раз, когда качающаяся частота становится близкой и равной частоте какой-либо гармоники кварцевого генератора, на выходе смесителя появляются импульсы нулевых биений между напряжениями гармоник кварцевого генератора и напряжением качающейся частоты (рис. 14.10).

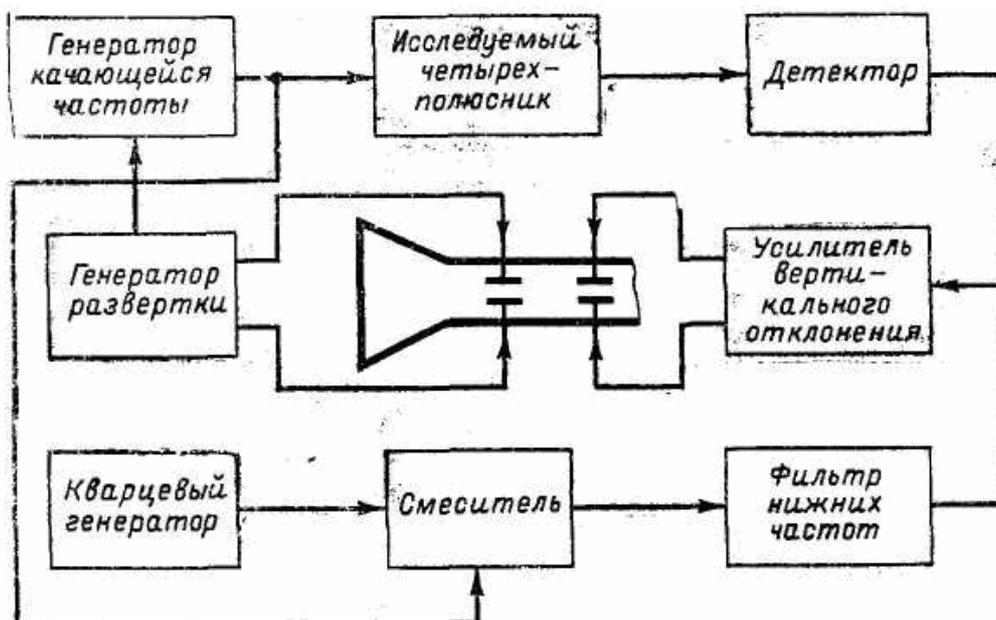


Рис. 14.9. Структурная схема панорамного измерителя амплитудно-частотных характеристик

Напряжение нулевых биений (точнее, низкой разностной частоты) подается с выхода смесителя через фильтр нижних частот и усилитель на вертикально отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки. При качании частоты от одного крайнего значения до другого на экране наблюдается серия частотных меток (марок), отстоящих друг от друга по частоте на расстоянии F_1 (1 МГц).

В качестве примера измерителя амплитудно-частотных характеристик может быть назван прибор Х1-30 (диапазон частот 0,5 – 1500 МГц; полоса качания (сweeping): наименьшая 0,03 – 0,15 МГц, наибольшая 400 МГц).

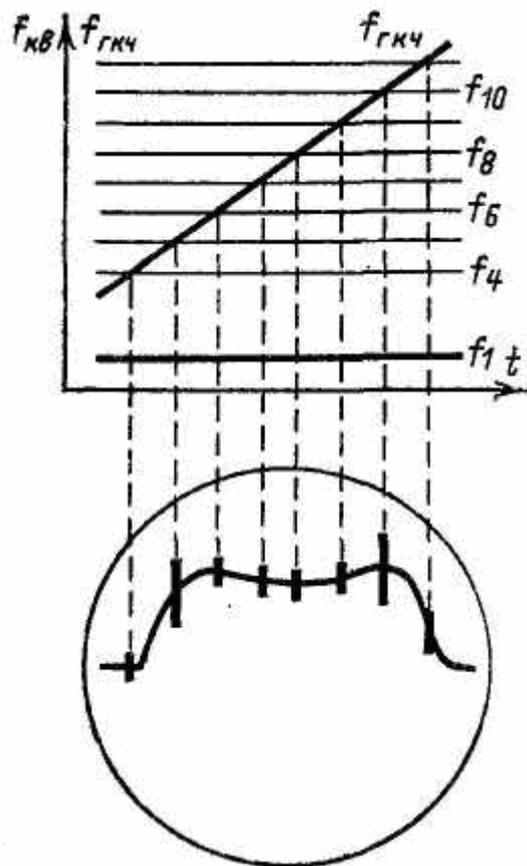


Рис. 14.10. Принцип получения частотных мерок на изображении амплитудно-частотной характеристики

15. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Для радиотехники характерны особенности: широкий диапазон частот, многообразие форм сигнала и видов модуляции. Имитация всех видов сигналов в первом приближении невозможна. Поэтому генераторы делят по форме сигнала:

- Г2 – шумовых сигналов;
- Г3 – синусоидальных НЧ-сигналов;
- Г4 – синусоидальных ВЧ-сигналов;
- Г5 – импульсных сигналов;
- Г6 – сигналов специальной формы.

По частоте:

- НЧ (20 Гц – 200 кГц);
- ВЧ (200 кГц – 300 МГц);

- СВЧ (выше 300 МГц);
- с коаксиальным выходом (300 МГц – 1 ГГц);
- с волновым выходом (более 10 ГГц).

По виду модуляции:

- с амплитудной;
- с частотной;
- с фазовой;
- с импульсной.

15.1. НЧ-генератор

Предназначен для использования и настройки при испытании и ремонте различной радиоэлектронной аппаратуры в теле- и радиовещании. В настоящее время существуют тенденции в расширении диапазона низких частот в сторону высоких и инфранизких. Модуляция в данных генераторах отсутствует, т. к. они сами являются источником модулирующих колебаний. Основными блоками генератора являются задающий генератор, который определяет частоту и форму колебаний. Для НЧ-генераторов применяются RC задающие генераторы. Это связано с их простотой и удобством в обращении, они обеспечивают устойчивую частоту в НЧ диапазоне. Для построения задающих генераторов, т. е. для создания условий, необходимых для колебаний необходимо выполнение двух условий:

- баланс фаз, т. е. необходимо, чтобы напряжение с выхода усилителя поступало на его вход в одной и той же фазе (должна обеспечиваться ПОС);
- баланс амплитуд, т. е. усиление должно быть достаточным для компенсации потерь в цепи ПОС.

Обобщённая структурная схема НЧ-генератора приведена на рис. 15.1.

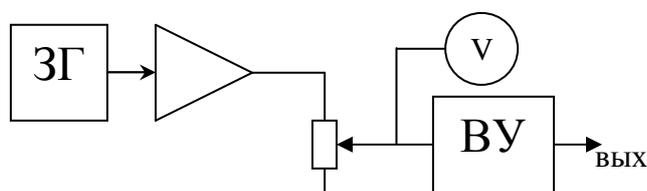


Рис. 15.1. НЧ-генератор

Выходным устройством ГНЧ является двухтактный усилитель мощности, что позволяет получать от генератора максимальную мощность при минимальных нелинейных искажениях. Но генератор отдаёт в нагрузку максимальную мощность в том случае, когда выходное сопротивление генератора равно сопротивлению нагрузки. Для обеспечения данного режи-

ма в генераторе предусмотрен согласующий трансформатор, вторичная обмотка которого выполнена в виде секций. В каждой секции подключено стандартное сопротивление 5, 50, 600 и 5000 Ом, которое можно изменять с помощью переключателя.

15.2. Измерительный ВЧ-генератор

Данный генератор используется для настройки, испытания и ремонта различной специальной и бытовой аппаратуры, работающей в ВЧ диапазоне. Задающий генератор в данном случае строится по LC-схеме (рис. 15.2). Это связано с тем, что RC-генераторы не обеспечивают требуемую стабильность колебаний в ВЧ диапазоне. С входа ЗГ колебания поступают в модулятор для осуществления амплитудной модуляции. На модулятор может подаваться внешнее модулирующее напряжение, либо модулирующее напряжение от внутреннего источника – генератора низкой частоты. Глубина модуляции устанавливается аттенюатором и контролируется измерителем. С модулятора колебания поступают на усилитель ВЧ, а затем – на ослабляющий аттенюатор на выходе. После первого ослабления аттенюатором напряжение можно снимать от 0,1 до 1 В; после второго – в микровольтах.

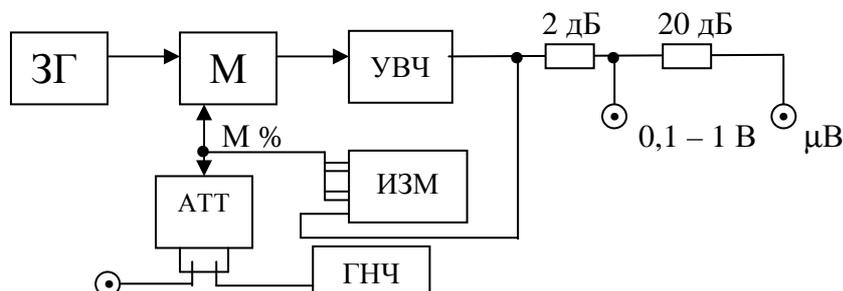


Рис. 15.2. ВЧ-генератор

15.3. Генератор импульсов

Данный генератор предназначен для настройки, испытания, ремонта аппаратуры, работающей в импульсном режиме (рис 15.3). Задающий генератор (ЗГ) вырабатывает импульсы с регулируемой частотой следования. Одновременно ЗГ вырабатывает импульсы синхронизации, которые снимаются с отдельного гнезда и предназначены для запуска внешних устройств, т.е. для установления единого отсчёта времени между генератором и внешним устройством. С помощью схемы задержки можно получить импульсы, задержанные относительно импульсов синхронизации на время от одной до 1000 мкс. Блок внешнего запуска (БВЗ) предназначен для запуска задающего генератора внешних импульсов любой полярности, формируемых с помощью других устройств.

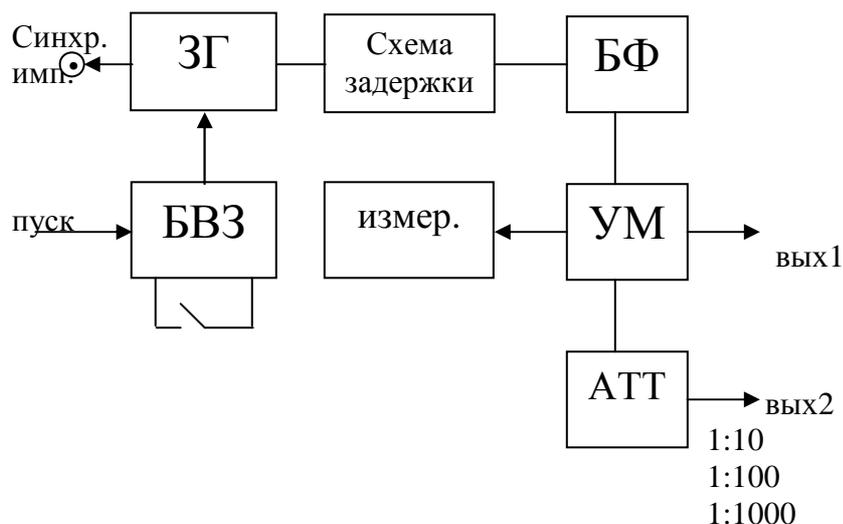


Рис. 15.3. Генератор импульсов

При однократном запуске импульсы формируются лишь при нажатии кнопки. Блок формирователя (БФ) обеспечивает формирование импульсов с регулируемой длительностью, усилитель мощности (УМ) – для увеличения амплитуды выходного сигнала, аттенюатор – для получения малых значений выходных напряжений.

16. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЦЕПЕЙ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПОСТОЯННЫМИ

16.1. Основные соотношения

Основными параметрами линий передачи – коаксиального кабеля, полосковой линии, волновода – являются распределенные индуктивность, емкость, сопротивление и проводимость. Однако измерять погонные параметры неудобно, да это и не представляет практического интереса при эксплуатации. Характеризовать тракт с точки зрения распространения по нему электромагнитной энергии можно по вторичным параметрам. К ним относятся:

1. Волновое сопротивление

$$Z_{\epsilon} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}},$$

где R , L , C , G – распределенные сопротивление, индуктивность, емкость и проводимость линии.

На сверхвысоких частотах (СВЧ) $R \ll \omega L$ и $G \ll \omega C$, поэтому волновое сопротивление активно и равно $Z_{\epsilon} = \sqrt{L/C}$.

Волновое сопротивление Z_{ϵ} , Ом коаксиальной линии может быть вычислено по формуле

$$Z_{\epsilon} = \frac{138}{\sqrt{\epsilon}} \lg \frac{D}{d},$$

где ϵ – диэлектрическая проницаемость диэлектрика; D и d – диаметры внешнего и внутреннего проводников.

Для основной волны прямоугольного волновода

$$Z_{\epsilon} = 377(\lambda_{\epsilon} / \lambda_0),$$

где λ_{ϵ} – длина волны в волноводе; λ_0 – длина волны в свободном пространстве

$$\lambda_{\epsilon} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2}},$$

где $\lambda_{кр}$ – критическая длина волны, равная для колебаний типа H_{10} удвоенному значению размера широкой стенки волновода ($\lambda_{кр} = 2a$).

2. Коэффициент распространения

$$\gamma = \delta + j\beta,$$

где δ – коэффициент затухания, определяющий потери энергии в линии на единицу длины; β – коэффициент фазы, определяющий длину волны в линии и фазовую скорость распространения (коэффициент $\beta = 2\pi / \lambda$ часто называют волновым числом).

Если линия нагружена на несогласованное сопротивление, т.е. $Z_n \neq Z_{\epsilon}$, то часть энергии, распространяющейся в линии, отражается от нагрузки и в тракте СВЧ возникают как падающая, так и отраженная волны.

Коэффициент отражения на нагрузке (в конце линии)

$$\rho = \frac{\dot{E}_{omp}}{\dot{E}_{nad}} = \left| \frac{E_{omp}}{E_{nad}} \right| e^{j\varphi},$$

где \dot{E}_{nad} – напряженность падающей волны на нагрузке; \dot{E}_{omp} – напряженность отраженной от нагрузки волны; φ – фазовый сдвиг между \dot{E}_{omp} и \dot{E}_{nad} на нагрузке.

Так как вся картина возникающих в линии без потерь волн целиком определяется согласованностью нагрузки, то

$$\rho = (Z_n - Z_{\epsilon}) / (Z_n + Z_{\epsilon})$$

На рис. 16.1, *a – ж* показано распределение напряженности поля вдоль линии для различных соотношений Z_n и Z_{ϵ}

В точках максимума $\dot{U}_{отр}$ и $\dot{U}_{над}$ совпадают по фазе, в точках минимума они противоположны

$$E_{max} = |E_{над}| + |E_{отр}|;$$

$$E_{min} = |E_{над}| - |E_{отр}|,$$

Коэффициентом бегущей волны $K_{бв}$ называют отношение $K_{бв} = E_{min} / E_{max}$, а величина, обратная $K_{бв}$, называется коэффициентом стоячей волны

$$K_{ст} = 1 / K_{бв} = E_{max} / E_{min}$$

Эти коэффициенты однозначно связаны с модулем коэффициента отражения

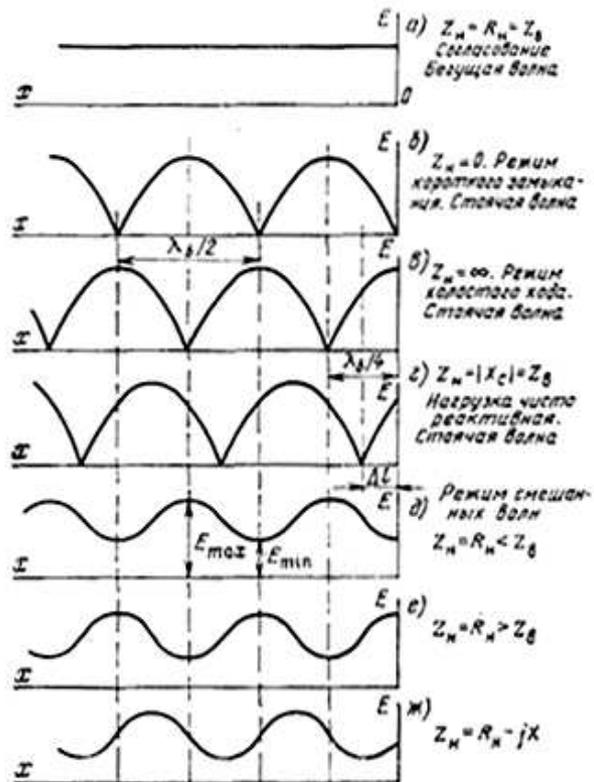


Рис. 16.1. Распределение напряженности поля

$$K_{бв} = \frac{E_{min}}{E_{max}} = \frac{|E_{над}| - |E_{отр}|}{|E_{над}| + |E_{отр}|} = \frac{1 - |E_{отр} / E_{над}|}{1 + |E_{отр} / E_{над}|} = \frac{1 - |\rho|}{1 + |\rho|}$$

В произвольной точке линии, отстоящей от начала отсчета на расстоянии $l = x$, отношение напряженности отраженной волны к падающей равно

$$\rho_x = \frac{\dot{E}_{отр x}}{\dot{E}_{над x}} = \frac{\dot{E}_{отр} e^{j\beta x}}{\dot{E}_{над} e^{-j\beta x}} = \frac{\dot{E}_{отр x}}{\dot{E}_{над x}} e^{j2\beta x} = \frac{E_{отр x}}{E_{над x}} e^{j\varphi} e^{j2\beta x} = \frac{E_{отр x}}{E_{над x}} e^{j(\varphi+2\beta)} = \frac{Z_x - Z_0}{Z_x + Z_0},$$

т. е. полное сопротивление в любом сечении линии, отстоящем от начала отсчета на расстоянии $l = x$, определяется соотношением

$$Z_x = Z_0 \frac{1 + \rho e^{j2\beta x}}{1 - \rho e^{j2\beta x}}.$$

Если полное сопротивление в каком-либо сечении линии известно, то с помощью этого соотношения можно найти полное сопротивление в любом другом сечении линии. Важно также отметить, что в точках минимума и максимума напряженности электрического поля сопротивление линии чисто активно

$$Z_{max} = \frac{|E_{над}| + |E_{отр}|}{|E_{над}| - |E_{отр}|} = Z_0 \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} = K_{ст} Z_0$$

Аналогично $Z_{min} = K_{бр} Z_0$.

16.3. Измерение длины волны

Измерение длины волны сводится к определению расстояния между двумя соседними минимумами напряженности электрического поля короткозамкнутой измерительной линии. Это расстояние равно $l_1 - l_2 = \lambda_g / 2$ и, следовательно, $\lambda_g = 2(l_1 - l_2)$.

Зная геометрические размеры волновода, можно определить λ_0 и узнать частоту генератора, питающего линию

$$f = c / \lambda_0,$$

где c – скорость света в вакууме, равная $2,998 \cdot 10^8$ м/с $\approx 3 \cdot 10^8$ м/с.

Источником погрешности измерений являются ошибки при определении положения минимума по шкале измерительной линии, потери на излучение и затухание в линии, наличие неоднородностей в тракте, влияние температуры и влажности воздуха.

16.4. Измерение КСВ

Перемещая головку измерительной линии, можно по показаниям индикатора (прибора постоянного тока) выявить картину распределения напряженности поля вдоль измерительной линии. Учитывая квадратичность детектора,

$$\frac{1}{K_{cm}} = K_{\text{об}} = \sqrt{\frac{A_{min}}{A_{max}}},$$

где A_{min} и A_{max} – показание индикатора в минимуме и максимуме напряженности поля.

Следует заметить, что таким способом можно измерять лишь небольшие значения КСВ. При $K_{cm} = 5$ в значительной мере проявляется влияние проводимости зонда на напряженность поля в максимуме, и необходимо применять другие, более сложные методы определения КСВ.

16.5. Измерение комплексного сопротивления нагрузки

Схема соединений приборов изображена на рис. 16.3, а. После настройки генератора и измерительной линии на необходимую частоту исследуемую нагрузку отключают и конец линии замыкают накоротко (ставят «заглушку»). Перемещая измерительную головку вдоль линии, отмечают положения узлов (минимумов) напряженности поля и определяют КСВ. После этого подсоединяют к линии исследуемую нагрузку Z_n . Характер распределения поля в линии изменяется (рис. 16.3, б). Если при коротком замыкании напряженность поля в узле была равна нулю, то теперь появляются значения E_{max} и E_{min} . Определяют КСВ, как было показано выше.

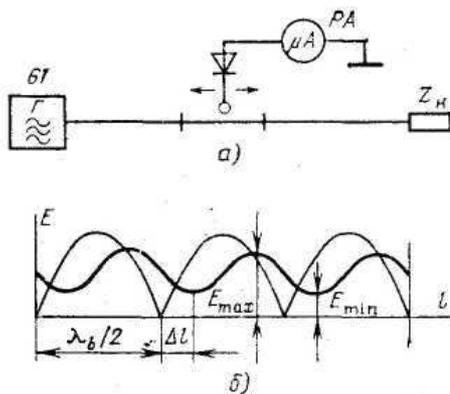


Рис. 16.3. Схема измерения КСВ

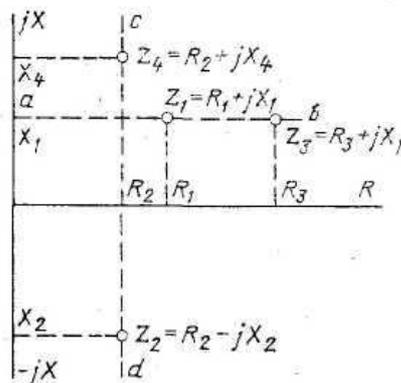


Рис 16.4. Положение контрольных точек

Затем, взяв в качестве опорного положение любого из узлов при коротком замыкании (условный конец линии), определяют по шкале измерительной линии смещение Δl ближайшего минимума напряженности поля относительно этого узла (рис. 16.4). Сопротивление нагрузки может быть рассчитано по формуле

$$Z_n = Z_0 \frac{K_{cm} - 0,5j(K_{cm}^2 - 1) \sin^2 \beta \Delta l}{K_{cm}^2 \cos^2 \beta \Delta l + \sin^2 \beta \Delta l},$$

где Z_0 – волновое сопротивление; K_{cm} – коэффициент стоячей волны; $\beta \Delta l$ – фазовый угол

17. АВТОМАТИЗАЦИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

17.1. Общие положения

Степень автоматизации определяется не только практическими потребностями, но и такими факторами, как сложность реализации и экономическая целесообразность. На разных этапах развития измерительной техники видоизменялось понятие автоматизации. Например, появление панорамных измерителей амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) было принято специалистами как полная автоматизация процесса измерения этой важной характеристики радиотехнических устройств. Действительно, по сравнению со старым методом измерения АЧХ по точкам с помощью перестраиваемого вручную генератора и вольтметра панорамный измеритель АЧХ обеспечивает значительную автоматизацию измерительной процедуры. Однако в настоящее время разработаны приборы, обеспечивающие автоматическую установку размеров изображения на экране электронно-лучевой трубки, поиск луча, его фокусировку, регулировку яркости, автоматическое измерение отдельных параметров и обработку результатов измерений. Степень автоматизации процедуры измерения АЧХ с помощью нового прибора уже оценивается в сравнении с возможностями обычного панорамного измерителя АЧХ, который рассматривается как прибор с малой степенью автоматизации.

В соответствии с практическими задачами выделяют следующие направления развития автоматизации измерений:

1. Частичная автоматизация измерений путем усовершенствования измерительных приборов как аналогового, так и цифрового типа. В таких приборах за счет применения новых схемных решений упрощается процесс измерения, сокращается количество органов управления. Существенно, что при этом не вносятся каких-либо серьезных изменений в функциональную схему прибора. В качестве примера можно привести комбинированный цифровой прибор Щ302, предназначенный для измерения постоянного напряжения, тока и сопротивления постоянному току. В приборе имеется возможность автоматической установки поддиапазонов измерения. Полярность измеряемых напряжений и токов определяется автоматически.

2. Разработка принципиально новых измерительных приборов, построение функциональных схем которых осуществляется из условий максимальной автоматизации измерений. При этом главным направлением является использование цифровых методов обработки и хранения информации на базе микропроцессоров.

3. Разработка информационно-измерительных систем (ИИС), представляющих собой функционально объединенную совокупность средств измерений нескольких физических величин и вспомогательных устройств, предназначенных для получения измерительной информации об исследуемом объекте в условиях его функционирования и хранения.

Информационно-измерительные системы в зависимости от назначения подразделяются на следующие виды:

- а) системы сбора измерительной информации от исследуемого объекта;
- б) системы автоматического контроля;
- в) телеизмерительные системы, обеспечивающие сбор измерительной информации с удаленных объектов;
- г) измерительно-вычислительные комплексы, представляющие собой автоматизированные средства измерений и обработки информации и включающие в свой состав ЭВМ для обработки результатов измерения, управления процессом измерений и объектом исследования.

На первых этапах развития информационно-измерительные системы строились для конкретных решаемых задач. Для удешевления аппаратуры и ускорения разработки всего комплекса взят курс на разработку агрегатного принципа построения ИИС. При этом ИИС комплектуется из узлов и приборов, имеющих унифицированные характеристики. Унификация сигналов, энергетических, метрологических и других характеристик технических средств осуществляется в рамках Государственной системы промышленных приборов и средств автоматизации ГСП.

17.2. Автоматизация процессов управления в осциллографах

Осциллограммы с автоматизацией процессов управления являются типичными измерительными приборами, обеспечивающими частичную автоматизацию измерений. Измерительные приборы осциллографического типа содержат наибольшее количество органов управления, и работа с ними вызывает значительные затраты времени. Поэтому автоматизация осциллографов прежде всего затронула операции управления. К числу таких операций в осциллографе С1-78 относятся: автоматический выбор коэффициента отклонения в канале Y ; синхронизация и выбор коэффициента развертки в канале X ; дополнительная регулировка яркости в канале Z . Кроме того, в осциллографе С1-78 имеется устройство знаковой индикации, осуществляющее вывод информации об установленных значениях коэффициентов отклонения и развертки непосредственно на экран ЭЛТ. Для расширения возможностей управления в каждом канале помимо автоматического режима управления предусмотрен ручной. Выбор коэффициентов отклонения и развертки можно осуществлять также дистанционно, что позволяет использовать прибор в автоматизированных измерительных комплексах.

Принцип действия схемы автоматического выбора коэффициентов отклонения в канале Y поясняет рис. 17.1. Для автоматического выбора коэффициента отклонения необходимо сравнивать размах сигнала на входе предварительного усилителя с напряжениями, соответствующими максимальному (h_{\max}) и минимальному (h_{\min}) размерам осциллограммы. Конечная цель автоматического выбора коэффициента отклонения заключается в том, что при изменении напряжения входного сигнала в определенном диапазоне, высота осциллограммы остается в этих заданных, удобных для наблюдения пределах. Перечисленные операции выполняют устройства сравнения по напряжению и управления. Устройство сравнения расположено после усилителя внутренней синхронизации, что исключает его влияние на исследуемые сигналы. В состав устройства управления входят компараторы I и II и пиковый детектор.

Пиковый детектор выполнен таким образом, что постоянное напряжение на его выходе равно размаху сигнала на входе. Это постоянное напряжение поступает одновременно на два компаратора, которые сравнивают его с двумя опорными уровнями: U_{on1} и U_{on2} . Если величина входного напряжения такова, что размер осциллограммы не выходит за установленные пределы, сигналы на выходах компараторов равны нулю. Если входное напряжение превысило определенную пороговую величину, срабатывает компаратор I и управляющий сигнал по одной из шин поступает на устройство управления. Если входное напряжение оказалось меньше определенного порогового уровня, срабатывает компаратор II и сигнал на уст-

ройство управления поступает по второй шине. Эти сигналы соответствуют командам «уменьшить коэффициент отклонения» и «увеличить коэффициент отклонения».

Устройство управления в осциллографе С1-78 – цифрового типа. В его состав входят формирователь импульсов, счетчик и дешифратор. Цифровой метод обработки информации выбран по следующим причинам. В обычных приборах аттенуатор выполняется с механической коммутацией элементов. В автоматизированном осциллографе коммутация элементов осуществляется с помощью магнитоуправляемых контактов (герконов). Управление герконами осуществляется с помощью электрических команд, подаваемых на электромагниты. Команды формируются дешифратором.

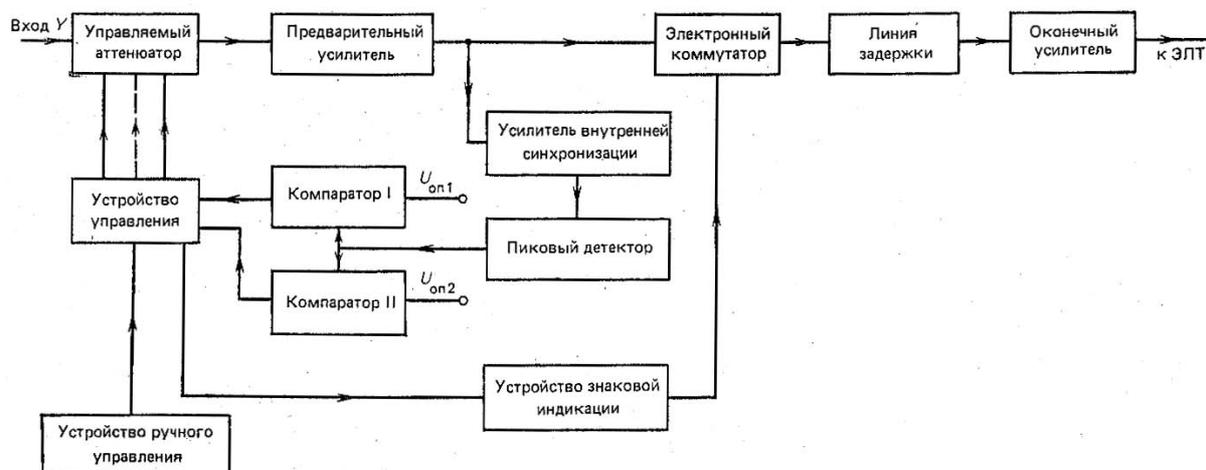


Рис. 17.1. Автоматического выбора коэффициентов отклонения

Если при работе в автоматическом режиме напряжение сигнала на входе осциллографа равно нулю, то по командам устройства управления коэффициент отклонения будет уменьшаться до тех пор, пока не достигнет минимального значения. Этот режим называется режимом ожидания. Поскольку поданный сигнал может иметь любое значение (включая максимальное), для защиты предварительного усилителя канала K от перегрузки на его входе установлен специальный быстродействующий ограничитель амплитуд, снижающий напряжение входного сигнала до безопасного уровня. В результате автоматического управления в осциллографе С1-78 максимальная высота осциллограммы $h_{\max} = 70$ мм, минимальная $h_{\min} = 25$ мм. При таких размерах осциллограммы обеспечивается необходимая точность измерения амплитуды сигнала (погрешность не превышает $\pm 5\%$).

Сигналы, снимаемые с дешифратора устройства управления, подаются на устройство знаковой индикации, которое формирует символы (цифру и букву), характеризующие коэффициент отклонения. Необходимость цифровой индикации установившегося коэффициента отклонения также делает целесообразным построение устройства управления на циф-

ровых элементах. Для прерывания сигнала при индикации знаков на экране ЭЛТ служит коммутатор. Сигнал знаковой индикации поступает на оконечный усилитель канала Y . При переходе на ручной и дистанционный режимы управления необходимые сигналы подаются непосредственно на вход дешифратора. Работа устройства знаковой индикации при этом не нарушается. Сигнал, сформированный устройством индикации, вызывает смещение луча ЭЛТ, который описывает контуры цифр и букв.

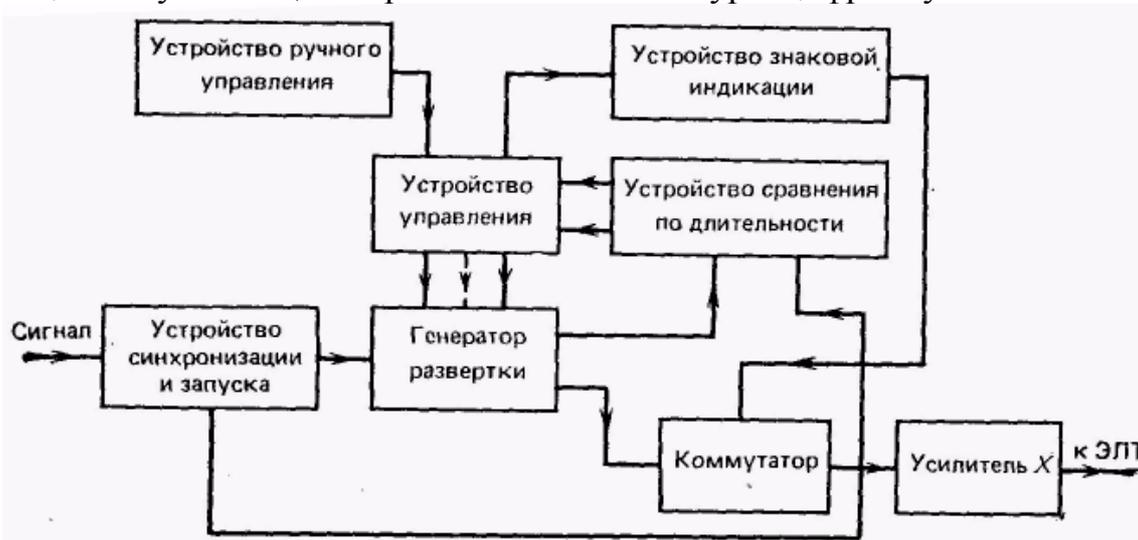


Рис. 17.2. Автоматический выбор коэффициента развертки

Работа устройства автоматического выбора коэффициента развертки поясняется структурной схемой (рис. 17.2). Принцип ее работы заключается в сравнении периода развертки с периодом исследуемых сигналов. Рабочая часть экрана ЭЛТ, применяемой в осциллографе С1-78, составляет 100 мм по горизонтали. Для обеспечения необходимой точности измерения временных параметров сигнала необходимо, чтобы осциллограмма имела горизонтальный размер не менее 30 мм и не более 80 мм. При линейной развертке это означает, что период сигнала T_c и длительность прямого хода развертки T_n должны находиться в соотношении $0,8T_n > T_c > 0,3 T_n$. Если в результате сравнения T_n и T_c оказывается, что данное условие не выполняется, вырабатывается команда, осуществляющая переключение времязадающих цепей генератора развертки.

Процесс автоматической установки T_n осуществляется в следующем порядке. В устройстве синхронизации и запуска развертки формируется прямоугольный импульс, длительность которого равна периоду исследуемого сигнала. Этот импульс поступает на устройство сравнения по длительности, в котором формируются два контрольных импульса. Эти импульсы формируются из напряжения пилообразной формы, поступающего от генератора развертки. Контрольные импульсы сдвинуты относительно начала прямого хода развертки на временные интервалы $0,3 T_n$ и $0,8 T_n$.

Процесс сравнения по длительности осуществляется с помощью двух схем совпадения. Сигналы с выходов схем сравнения поступают на два триггера памяти, которые запоминают результат сравнения. Сигналы с устройства сравнения по длительности поступают на устройство управления, которое переключает времязадающие цепи генератора развертки. Устройство управления цифрового типа включает в свой состав счетчик импульсов и дешифратор. Сигналы, снимаемые с дешифратора, поступают на устройство цифровой индикации. Устройство знаковой индикации осуществляет индикацию установленного коэффициента развертки в правом верхнем углу экрана ЭЛТ. При введении сигналов индикации пилообразное напряжение развертки отключается от усилителя X с помощью электронного коммутатора. При переходе на ручное управление необходимые для управления сигналы поступают на вход дешифратора.

Система автоматической регулировки яркости изображения компенсирует изменение яркости изображения осциллограммы на экране ЭЛТ. Как известно, яркость изображения на экране ЭЛТ определяется выражением

$$B = f(i_n \cdot \Delta t / T_p),$$

где i_n – ток луча ЭЛТ, Δt – время воздействия луча на отдельный элемент люминофора; T_p – период повторения развертки.

Ток луча устанавливается регулятором «яркость». Это обычная ручная регулировка яркости. Однако, как следует из формулы, яркость зависит от периода развертки и времени воздействия луча на отдельный элемент люминофора экрана. При увеличении периода развертки элемент люминофора возбуждается реже и яркость свечения уменьшается. Время воздействия луча на отдельный элемент зависит от скорости движения луча по экрану. Так как луч перемещается в двух направлениях (x и y), яркость свечения экрана определяется двумя составляющими скоростей v_z и v_y . Скорость v_x определяется периодом развертки и скоростью нарастания пилообразного напряжения. Скорость v_y определяется крутизной нарастания сигнала, поступающего на вход канала Y . По этой причине обычно плохо воспроизводятся крутые фронты импульсных сигналов. Исправить положение можно, если осуществить подсветку луча подачей соответствующих сигналов на вход канала Z , зависящих от скоростей v_y и v_x . Управляющее напряжение, подаваемое на канал Z , должно определяться суммой

$$U_z = U_y + U_x, \quad (17.1)$$

где

$$U_y = S \sqrt{k_y K_y \frac{dU_{ex}}{dt} T_p} \quad (17.2)$$

$$U_x = S \sqrt{k_x K_x \frac{dU_n}{dt} T_p} \quad (17.3)$$

В выражении (17.2) учитывается скорость движения луча в вертикальном направлении, а в (17.3) – скорость в горизонтальном направлении. Коэффициенты k_y и k_x характеризуют чувствительность трубки по отклонению; K_x и K_y – коэффициенты усиления усилителей в каналах Y и X ; u_{ex} – исследуемый сигнал; U_n – пилообразное напряжение развертки; S – коэффициент пропорциональности.

Управляющее напряжение U_y можно получить дифференцированием входного сигнала. Управляющее напряжение U_x представляет собой постоянное напряжение, зависящее от скорости развертки. Его изменение происходит только при переключении времязадающих цепей генератора развертки.

Структурная схема устройства автоматической регулировки яркости в зависимости от параметров исследуемого сигнала и развертки изображена на рис. 17.3.

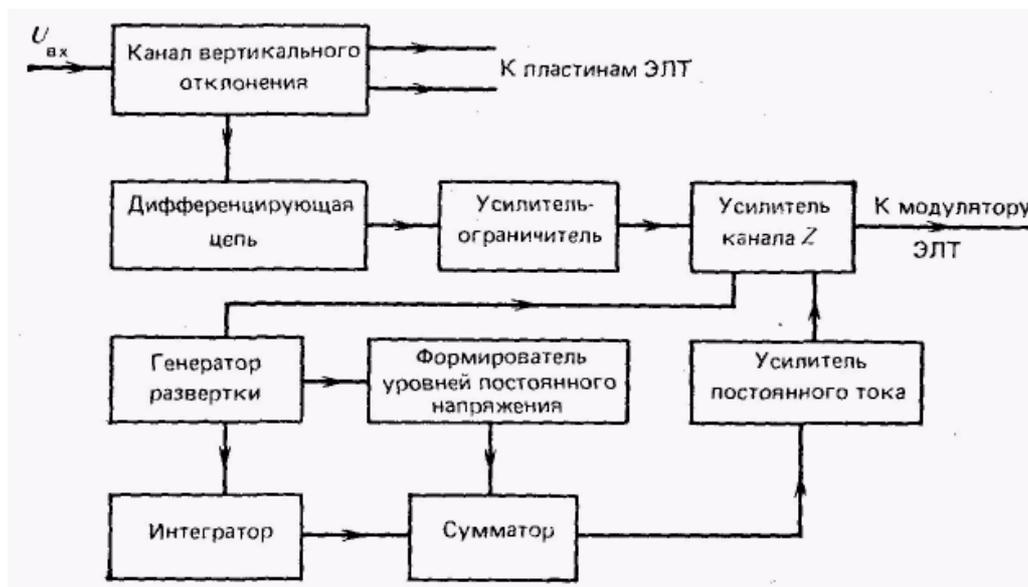


Рис. 17.3. Автоматическая регулировка яркости

Исследуемый сигнал с канала вертикального отклонения поступает на дифференцирующую цепь и далее на усилитель-ограничитель. С выхода усилителя-ограничителя однополярные импульсы поступают на усилитель канала Z . Эти импульсы используются для подсветки экрана при передаче резких перепадов сигнала. Для формирования постоянной составляющей прямоугольные импульсы с генератора развертки подаются на интегратор. Напряжение на его выходе пропорционально периоду развертки. Оно поступает на сумматор. На второй вход сумматора поступает напряжение с формирователя уровней постоянного напряжения, пропорционального скорости развертки. С выхода сумматора сигналы поступают на усилитель постоянного тока канала Z . На канал Z поступают также им-

пульсы с генератора развертки, которые предназначены для гашения луча ЭЛТ во время обратного хода. Сигналы, поступающие с усилителя постоянного тока и усилителя-ограничителя, выравнивают яркость различных участков изображения на экране ЭЛТ.

17.3. Цифровая осциллография

Существенным шагом вперед по пути автоматизации является создание цифрового осциллографа (ЦО). Однако не только задача автоматизации решалась при разработке цифровых осциллографов. Дело в том, что метрологические характеристики ЭЛТ и аналоговых каналов оказались недостаточными для решения ряда измерительных задач. Для повышения точности измерений в аналоговые осциллографы начали встраивать цифровые блоки. Это решение позволило повысить метрологические характеристики осциллографов, предназначенных для анализа периодических сигналов. Осциллографирование однократных процессов на запоминающих ЭЛТ продолжалось осуществляться с низкой точностью. Появление цифровых осциллографов позволило повысить точность измерений как периодических, так и однократных сигналов и на более высокий уровень поднять автоматизацию процедуры измерения. Следует отметить, что цифровые осциллографы являются новыми приборами, им предстоит еще длинный путь развития. В настоящее время цифровые осциллографы уступают аналоговым по полосе пропускания из-за относительно низкого быстродействия аналого-цифровых преобразователей и запоминающих устройств. Это привело к созданию двухканальных цифровых осциллографов, которые обеспечивают запоминание информации и высокую точность измерений при приемлемой полосе пропускания с помощью цифрового канала и аналогового широкополосного канала.

Такая структура позволяет осуществить либо аналоговое, либо чисто цифровое осциллографирование. Получение и хранение информации в цифровом виде позволило применить в цифровых осциллографах новый тип экрана – плоский матричный. Дискретность экрана при этом естественным образом согласуется с дискретной формой представления информации, в то время как применение ЭЛТ требует дополнительного цифро-аналогового преобразования.

Обобщенная структурная схема цифрового осциллографа изображена на рис. 17.4. Аналоговые измерительные сигналы вертикального и горизонтального каналов $U_y(t)$ и $U_x(t)$ поступают на входное устройство, которое осуществляет согласование их амплитудных и мощностных характеристик с входными параметрами аналого-цифрового преобразователя (АЦП). После преобразования в АЦП последовательность кодов исследуемых сигналов записывается в запоминающем устройстве (ЗУ), из которого они по-

ступают на логико-математическую обработку в процессор, знакографическую индикацию на отображающее устройство (ОУ) или дальнейшую регистрацию и обработку на внешних устройствах и ЭВМ. Дискретные измерительные сигналы (ДИС) поступают непосредственно в ЗУ через специальный вход процессора по линиям внешнего интерфейса.

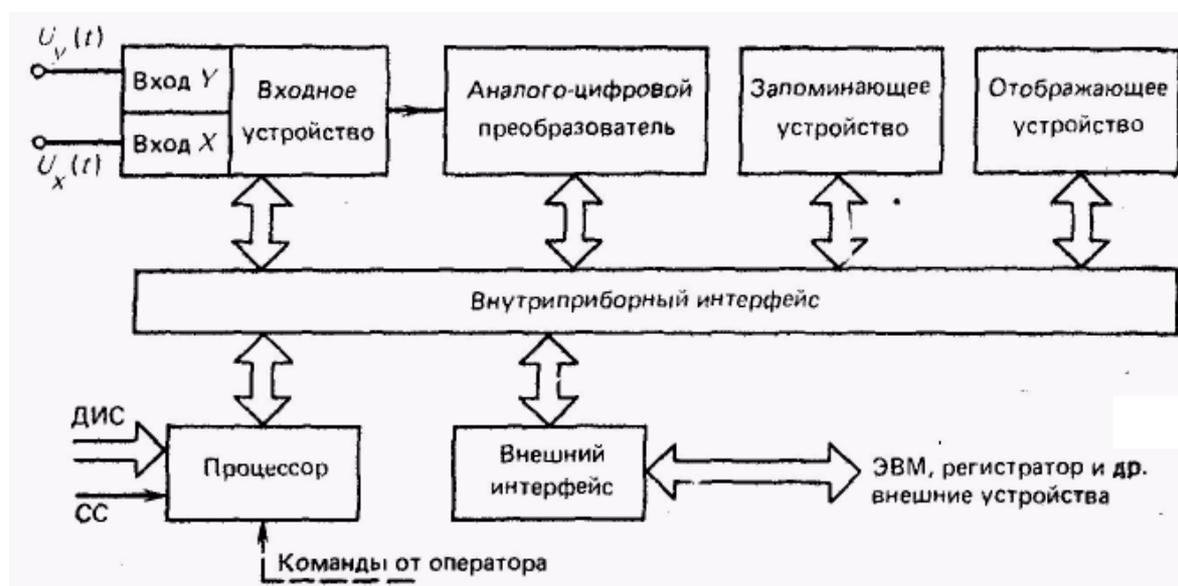


Рис. 17.4. Цифровой осциллограф

Сигналы синхронизации (СС) вырабатываются во входном устройстве (при внутренней синхронизации) либо поступают на процессор от исследуемого объекта (при внешней синхронизации).

Входное устройство цифрового осциллографа представляет собой довольно сложный блок. Оно должно обладать высокой линейностью амплитудной характеристики. Частотная характеристика должна быть равномерна. Кроме того, входное устройство должно обеспечивать низкий уровень собственных шумов, высокое входное и низкое выходное сопротивление. Кроме согласования сигнала с выходными параметрами АЦП, входное устройство должно осуществлять ограничение частотного спектра входного сигнала в соответствии с выбором частоты дискретизации. Входное устройство выполняет также задачи запоминания отдельных значений сигналов в аналоговой форме, автоматического переключения каналов при многоканальном осциллографировании.

Главным требованием к АЦП является высокое быстродействие, поскольку оно определяет частотную полосу цифрового осциллографа.

Запоминающее устройство цифрового осциллографа предназначено для записи и хранения следующих видов информации:

а) кодов измерительных сигналов, промежуточных и окончательных результатов их обработки;

- б) масштабных и корректирующих коэффициентов;
- в) символов используемого в ОУ алфавита, всевозможных меток, маркеров и другой служебной информации;
- г) программ обработки и управления режимами.

Соответственно можно выделить различные части ЗУ. Первая часть представляет собой оперативное запоминающее устройство (ОЗУ), которое должно обладать высокой скоростью записи (для записи сигналов, следующих с частотой дискретизации), возможностью перестройки структуры и наращивания объема. Как правило, ОЗУ выполняются в виде отдельного блока, расположенного в непосредственной близости к АЦП. Вторая часть – запоминающее устройство служебной информации (ЗУСИ) – предназначена для хранения выводимой на индикацию числобуквенной информации. Начертания цифр, букв, меток, знаков при эксплуатации прибора обычно не меняются. Поэтому ЗУСИ строятся на постоянных запоминающих устройствах (ПЗУ) и входят в состав отображающего устройства. В запоминающем устройстве программ (ЗУП) хранятся программы логической и математической обработки данных и управления цифровым осциллографом. В качестве ЗУП используют перепрограммируемые ЗУ большого объема.

Отображающее устройство индицирует осциллограммы измерительных сигналов, знакографическую информацию, полученную в результате измерительных и вычислительных процедур, метки, маркеры.

Внутриприборный интерфейс (ВПИ) в значительной мере определяет гибкость структуры цифрового осциллографа, возможности наращивания объема памяти, эффективность использования устройства отображения и программных средств для задания режимов, логико-математической обработки сигналов, а также скорость записи измерительных сигналов. Термин «интерфейс» относится к устройству, обеспечивающему согласование между собой различных устройств и функциональных узлов.

Процессор осуществляет синхронизацию и управление работой блоков, задание режимов, логико-математическую обработку сигналов, связь цифрового осциллографа с внешними устройствами и оператором. Процессор может выполняться с жестким или гибким алгоритмом функционирования на основе аппаратных или программных средств. В качестве элементной базы процессора используют микропроцессорные наборы, микро- и мини-ЭВМ.

Условно можно выделить три уровня организации цифрового осциллографа. Первый характеризуется жестким алгоритмом функционирования и сравнительно малым набором выполняемых операций, например, запоминание однократных сигналов и их индикацию, индикацию исследуемого сигнала вместе с образцовым с целью анализа формы или разбраковки изделий по принципу «годен – не годен». Таким образом, цифровые осциллографы первого уровня выполняют функцию регистратора и индикатора.

Для осуществления математической обработки результатов измерений и их документирования используются внешние устройства и ЭВМ, с которыми цифровой осциллограф имеет одностороннюю связь.

Цифровые осциллографы второго уровня решают задачи оперативного управления режимами работы блоков, коррекции характеристик, математической обработки результатов измерений, а также осуществляют двустороннюю связь с ЭВМ.

Цифровые осциллографы третьего уровня представляют собой универсальные цифровые осциллографы (фактически осциллографические системы), в которых возможно решение полного набора задач. Процессор обеспечивает всю необходимую логико-математическую обработку сигналов, их документирование, задание режимов и другие функции, что достигается за счет развитых программных средств. Изменяемые части программ могут вводиться с помощью клавиатуры цифрового осциллографа, магнитофонов, фотосчитывателей или заменой плат с постоянными запоминающими устройствами.

В заключение дадим перечень (далеко не полный) основных функций, выполняемых цифровым осциллографом:

1. Осциллографирование периодических и однократных сигналов, представленных как в аналоговой, так и цифровой форме.

2. Выработка кодов для ЭВМ в реальном и трансформированном масштабах времени.

3. Автоматизированное измерение и представление в цифровом виде амплитудных и временных параметров сигналов в абсолютных и относительных единицах.

4. Автоматическая запись отдельных участков периодического или однократного сигнала, выделяемого по каким-либо признакам.

5. Осциллографирование несколько периодических или однократных сигналов с эффективным разделением и оцифровкой осциллограмм.

6. Осциллографирование периодических сигналов с накоплением полезного сигнала при малых отношениях сигнал – шум.

7. Осциллографирование с адаптацией к амплитудным и временным параметрам периодических и однократных сигналов.

8. Логико-математическая обработка сигналов по различным программам с целью повышения скорости и точности измерения.

9. Генерирование однократных и периодических сигналов заданной формы в аналоговом и дискретном виде с широким диапазоном изменения амплитудных и временных характеристик. Эти сигналы могут быть использованы в качестве испытательных сигналов, воздействующих на исследуемое устройство.

Значительная часть перечисленных возможностей трудно реализуема или вообще не реализуема в осциллографах аналогового типа.

17.4. Автоматизированный анализатор спектра

Рассматриваются два метода спектрального анализа, основанные на использовании частотно-избирательных фильтров: метод последовательного и параллельного анализа. Метод последовательного анализа наиболее распространен, так как его реализация аппаратурно проще. Развитие вычислительной техники, появление микропроцессоров позволило реализовать анализатор спектра, основанный на методе одновременного анализа с высоким уровнем автоматизации. Структурная схема экспериментального анализатора, основанного на применении микро-ЭВМ «Электроника С5-П», изображена на рис. 17.5.

Аналоговая часть прибора включает набор фильтров и после частотной селекции осуществляет детектирование выделенных компонент спектра. Каждый частотный фильтр подсоединен к индивидуальному детектору. С выходов детекторов сигналы поступают на аналоговый электронный коммутатор, с коммутатора – на аналого-цифровой преобразователь (АЦП). На входе АЦП заканчиваются все аналоговые преобразования, вся дальнейшая обработка полученной информации осуществляется в цифровом виде. С помощью микро-ЭВМ выполняются следующие операции спектрального анализа:

- а) взвешивание частотных спектров по каждому частотному каналу

$$A_i = U_i^{(u)} - U_i^{(э)},$$

где $U_i^{(u)}$ – уровень сигнала в i -м канале измеряемого спектра; $U_i^{(э)}$ – уровень сигнала в том же канале эталонного спектра (вводится в ЭВМ в цифровом виде);

- б) усреднение результатов измерений в каждом канале по N замерам ($N = 2^n$, n – целое положительное число $2 \leq n \leq 10$)

$$\bar{U}_i = \sum_{j=1}^N U_i^{(j)} / N,$$

где \bar{U}_i – средний уровень сигнала в i -м канале по результатам N измерений; $U_i^{(j)}$ – уровень сигнала в i -м канале при j -м измерении;

- в) вычисление спектральной плотности мощности

$$S_i = \bar{U}_i^2 / B_{эф},$$

где $B_{эф} = \Delta F / k$ – полоса пропускания каждого канала, k – число частотных каналов.

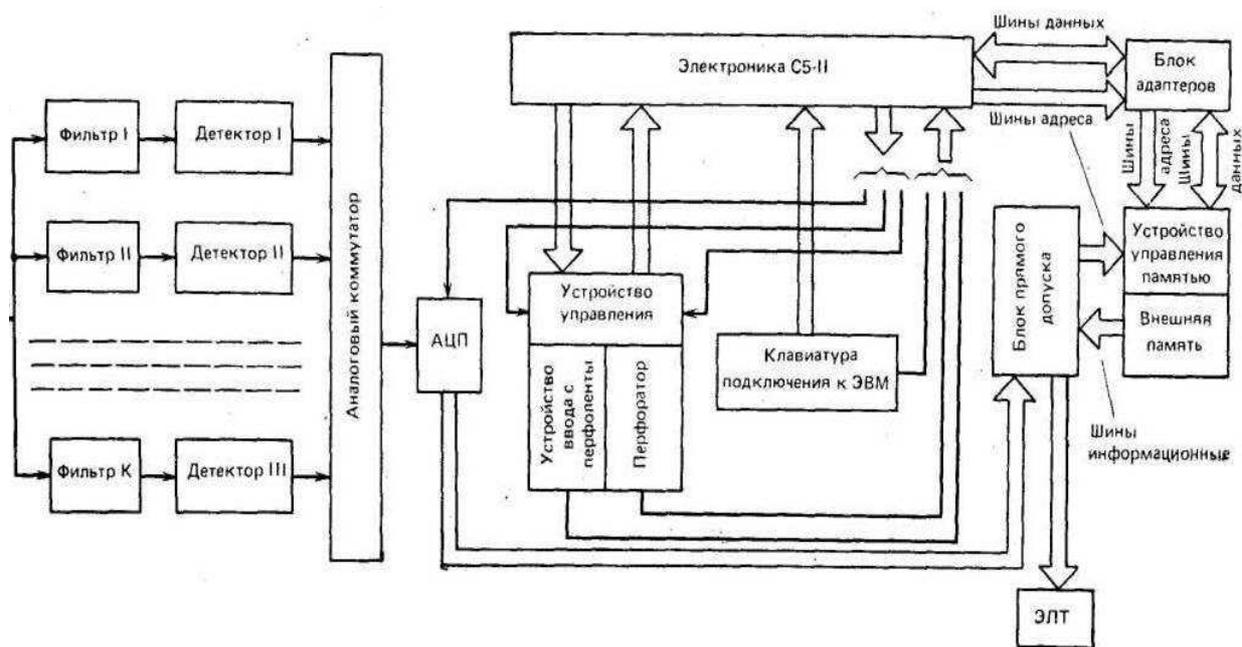


Рис. 17.5. Структурная схема экспериментального анализатора

Перечисленные задачи решаются передачей информации об амплитудном значении сигнала в каждом измерительном канале 16-разрядным двоичным числом (соответствует 4-разрядному десятичному числу). Эти данные вводятся в ЭВМ через два канала ввода – вывода. Введение информации в ЭВМ осуществляется следующим образом. Сигналы с выхода АЦП записываются в устройстве внешней памяти через блок прямого доступа и устройства управления памятью. Результаты измерений вводятся в микро-ЭВМ для обработки по программному каналу через блок адаптеров, выполняющих согласование уровней сигналов на шинах данных и шинах адреса ЭВМ и устройства управления памятью. Программа обработки выбирается оператором и вводится с помощью клавиатуры подключения к ЭВМ. Результаты обработки выводятся на экран электронно-лучевой трубки.

17.5. Интерфейс RS-232C

Несмотря на то, что в персональном компьютере мы представляем единицы и нули посредством уровней напряжения, сигналы, передаваемые по телефонной линии, обычно являются тонами различной частоты. Устройство, которое находится между аппаратурой персонального компьютера и передающей линией и делает возможной передачу данных, называется модемом (модулятор/демодулятор). Модем может преобразовывать информацию в представление «напряжение/нет напряжения» цифровых схем и обратно, а также аналоговые сигналы (например, тоны), предназначенные для передачи по телефонной линии. Стандарты, такие как RS-232C (выдвинутый Ассоциацией электронной промышленности, EIA), описыва-

ют метод обмена информацией между модемом (или, в соответствии с терминологией ассоциации EIA, «аппаратура передачи данных, DCE») и связной аппаратурой персонального компьютера (или «оконечная аппаратура обработки данных, DTE»). Модем может работать в двух режимах: полудуплексном и дуплексном. В полудуплексном режиме модем может осуществлять передачу только в одном направлении в один промежуток времени, в то время как при работе в дуплексном режиме осуществляется независимая двухсторонняя связь. Стандарт RS-232C обеспечивает управление такими сигналами, как «запрос на передачу (RTS)» и «открыт для передачи (CTS)», которые могут быть использованы для координации процесса передачи и приема данных. Термин «квитирование установления связи» используется для описания координации приема и передачи сигналов. Как показано на рис. 17.6, стандарт RS-232C соответствует кабелю и соединителям, используемым для связи персонального компьютера и модема.

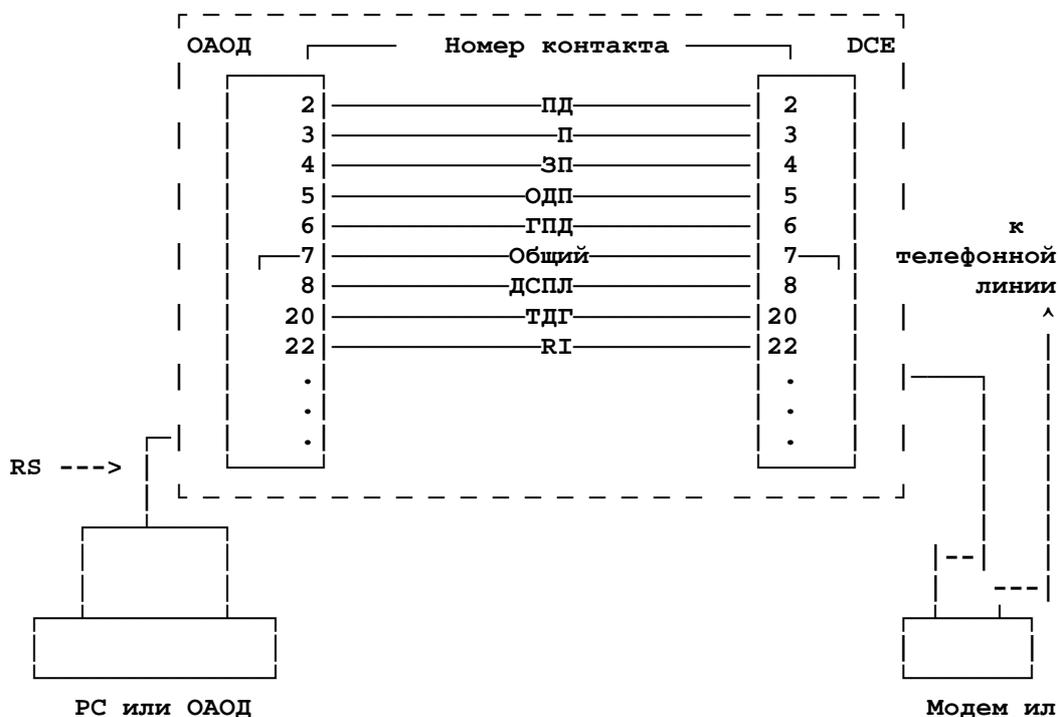


Рис. 17.6. Связь RS-232C:

ОАОД – оконечная аппаратура обработки данных; RS – кабель RS-232C; ПД – передача данных; П – прием данных; ЗП – запрос на передачу; ОДП – открыт для передачи; ГПД – готов к передаче данных; ДСПЛ – детектор сигнала приемной линии; ТДГ – терминал данных готов; АПД – аппаратура передачи данных; 7 – сигнальное заземление или общий обратный провод; RI – индикатор вызова (звонок)

В дополнение к квитированию установления связи посредством аппаратных сигналов RTS/CTS, для достижения управления потоком с использованием программного обеспечения применяются специальные управляющие символы ASCII (Control-Q/Control-S или XON/ XOFF).

Управлять потоком необходимо ввиду того, что иногда либо передатчик, либо приемник не могут поддерживать скорость передачи и они должны иметь возможность информировать другую сторону о необходимости остановки на время, требуемое для того, чтобы отставшая сторона смогла догнать другую.

Предположим, что приемник имеет буфер для хранения поступающих символов. Как только буфер после заполнения закрывается, приемник может послать символ XOFF передатчику, сигнализируя, что передача должна быть приостановлена. Конечно, приемник должен понять значение XOFF и прекратить передачу символов. Затем, когда приемник обработает символы (скажем, запишет их в файл на диске) и буфер освободится, тогда посылается символ XON, показывающий, что передача может быть продолжена. Эта схема управления потоком широко применяется ввиду ее простоты. Большинство связанных программ предоставляют возможность дуплексной связи с управлением потоком, основанным на применении символов XON/XOFF.

Аппаратура последовательного порта в системах MS-DOS известна как последовательный адаптер или асинхронный связной адаптер (далее мы будем называть его последовательным адаптером). Адаптер основан на Intel 8259 UART (универсальный асинхронный приемопередатчик), имеет порт RS-232C для подключения к модему и, как адаптер дисплея, программируется посредством набора регистров. Микропроцессор имеет доступ к регистрам через ранее определенные адреса порта ввода/вывода.

Универсальный асинхронный приемопередатчик Intel 8250 управляется посредством записи в набор восьмибитовых регистров и чтения из них. Эти регистры доступны программисту через адреса порта. Адреса портов задаются последовательно, поэтому достаточно знать адрес первого порта. Он также известен как базовый адрес последовательного адаптера. В персональном компьютере IBM PC двум последовательным портам COM1 и COM2 присвоены базовые адреса порта 3F8h и 2F8h соответственно. Так, для последовательного адаптера COM1 первый регистр имеет адрес 3F8h, следующий 3F9h и так далее.

В приемопередатчике Intel 8250 имеется семь физических регистров и они описываются в порядке возрастания начального номера, начиная с базового адреса.

Как показано на рис. 17.7, базовый адрес порта имеет один регистр, который делится на два, – приемный буферный регистр и регистр хранения передачи (THR), который используется для хранения одного передаваемого или принимаемого символа. Затем следует регистр разрешения прерываний, который используется для разрешения или блокировки генерации прерываний последовательным адаптером. Третий регистр, называемый регистром идентификации прерываний, содержит сообщение универсального асинхронного приемопередатчика об идентичности прерывания.

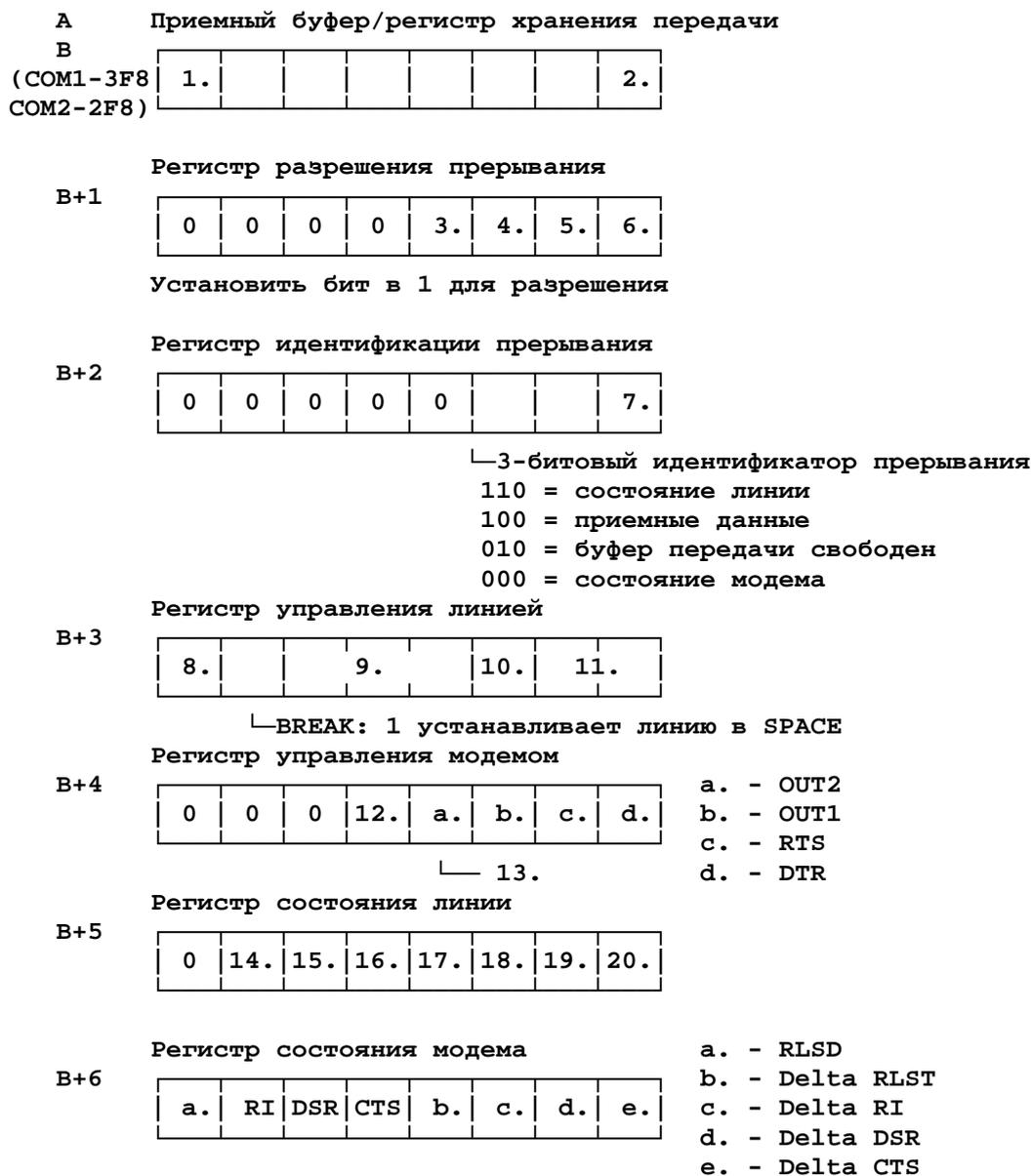


Рис. 17.7. Регистры в 8250 UART:

- А – адрес порта или регистр; В – базовый адрес; 1. – бит 7 данных; 2. – бит 0 данных; 3. – состояние модема; 4. – состояние линии приема; 5. – регистр хранения передачи свободен; 6. – прием данных разрешен; 7. – 0 означает, что прерывание ждет; 8. – бит доступа к защелке; 9. – четность: 000 = нет, 001 = нечетность, 011 = четность; 10. – число стоповых битов; 11. – длина слова: 10-7, 11-8; 12. – проверка обратного цикла; 13. – должен быть 1 для прерывания ввода/вывода персонального компьютера; 14. – передача свободна; 15. – регистр хранения передачи свободен; 16. – обнаружен BREAK; 17. – ошибка кадровой синхронизации; 18. – ошибка четности; 19. – ошибка выхода за границы; 20. – данные для приема готовы

Затем следует регистр управления линией, используемый для установления различных связных параметров: длина слова, количество стоповых битов, четность и скорость передачи в бодах. Пятый регистр – это регистр управления модемом, который используется для передачи модему сигналов, таких как DTR (терминал готов) и RTS (запрос на передачу). На-

конец, два последних регистра – регистр состояния линии и регистр состояния модема – показывают соответственно состояние линии и модема.

Первые два регистра применяются также для установки скорости передачи в бодах. Скорость передачи в бодах определяется как 16-битовый делитель тактовой частоты, используемой для последовательного адаптера (1,8432 МГц в большинстве систем MS-DOS). Значение делителя вычисляется по формуле

$$\text{делитель} = \frac{1,843,200}{16 \times \text{скорость передачи в бодах}}$$

Чтобы установить скорость передачи в бодах, необходимо проделать следующее:

1. Установить в 1 наиболее значимый бит регистра управления линией (он называется битом защелки доступа делителя или DLAB).
2. Загрузить младший и старший байты делителя соответственно в приемный буфер и регистр разрешения прерываний.
3. Установить DLAB в 0 для обеспечения нормальной работы универсального асинхронного приемопередатчика.

Применяя этот подход можно установить любое значение скорости передачи в бодах. Обратите внимание, что максимально возможной скоростью передачи является 1/16 тактовой частоты, или 115,200 бод (для этой скорости передачи делитель равен 1). Этот предел вытекает из того, что делитель не может быть меньше единицы.

Существуют два общих метода ввода/вывода в любой вычислительной системе: упорядоченный и управляемый прерываниями. Упорядоченность относится к повторяющейся проверке состояния регистра устройства ввода/вывода для инициализации требуемой транзакции. В упорядоченном вводе/выводе программа, запрашивающая символ ввода, многократно считывает состояние регистра в устройстве ввода/вывода до тех пор, пока оно не покажет, что символ доступен для ввода (или до тех пор, пока программа не решит, что «время закончилось»). Когда состояние указывает, что имеется готовый для работы символ, программа считывает его из соответствующего регистра устройства ввода/вывода. Сходная последовательность «ждать, до тех пор, пока не готов, затем писать» используется при выведении символов на устройство ввода/вывода. Таким образом, дальнейшее выполнение программы приостанавливается до завершения выполнения операции ввода/вывода.

Большой проблемой для упорядоченного ввода/вывода через коммуникационный порт является то, что при скорости передачи выше 300 бод программе трудно что-либо сделать с получаемым символом, кроме как отображать его на экране. Рассмотрим следующий пример.

Предположим, что мы читаем символы со скоростью 300 бод и имеем следующие связанные параметры: длина слова 7 бит, проверка на четность и один стоповый бит, который вместе со стартовым битом добавляет до 10 бит на символ. Вы ожидаете получать около 30 символов каждую секунду. После чтения символа программа имеет около 1/30 секунды для выполнения других операций. Если вы не желаете потерять какие-либо символы, то в это время должны снова начать упорядочение порта. Что произойдет, когда скорость возрастет до 9600 бод? Временной интервал между символами слишком мал для вывода символа на экран дисплея, не позволяет интерпретировать специальные символы и эмулировать терминал.

В подходе, основанном на управлении прерываниями, программа предоставляет возможность прерываниям устройства ввода/вывода поступать непосредственно на центральный процессор, который продолжает выполнять свою работу, не связываясь с устройством. Когда устройство готово к вводу/выводу, оно сигнализирует об этом центральному процессору посредством аппаратуры. Получив этот сигнал, центральный процессор сохраняет свое текущее состояние и вызывает подпрограмму обслуживания прерываний, адрес которой хранится в таблице векторов прерываний. Эта подпрограмма выполняет операцию ввода/вывода, затем восстанавливает состояние машины и возвращается в прерванную программу. Учитывайте регистр символов, поступающих в коммуникационный порт персонального компьютера. Организовав где-нибудь некоторые ячейки памяти (буфер), вы можете использовать простую подпрограмму обработки прерываний, которая быстро считывает символ из коммуникационного порта и сохраняет его в следующей доступной ячейке памяти в буфере. Символы не будут утеряны в процессе считывания и сохранения символа драйвером прерываний перед поступлением следующего символа. Эта несложная задача достаточно проста для выполнения в короткие временные интервалы между поступающими символами при скорости передачи 9600 бод. Прелесть этого метода заключается в том, что время обработки главной программой символов, хранящихся в буфере, не имеет значения. Конечно, существует риск переполнения буфера, но эта проблема может быть решена простым увеличением его размера. Если этот способ не очень хорош, то для избежания переполнения буфера можно использовать управление потоком с помощью XON/XOFF.

Из наших рассуждений должно стать очевидным, что управляемая прерываниями буферная связь с использованием управления потоком с помощью XON/XOFF, предпочтительнее упорядоченной связи.

Последовательный адаптер персонального компьютера может быть запрограммирован для прерывания работы центрального процессора всякий раз, как только происходит одно из четырех событий (см. рис. 17.8). Универсальный асинхронный приемопередатчик присваивает приоритет каждому из четырех событий. В табл. 17.1 перечислены четыре прерывания.

Прерывания последовательного адаптера

Приоритет	Идентификатор прерывания
1	Состояние приемной линии (RLS)
2	Доступность данных для приема (RDA)
3	Регистр хранения передачи свободен (THRE)
4	Состояние модема (MS)

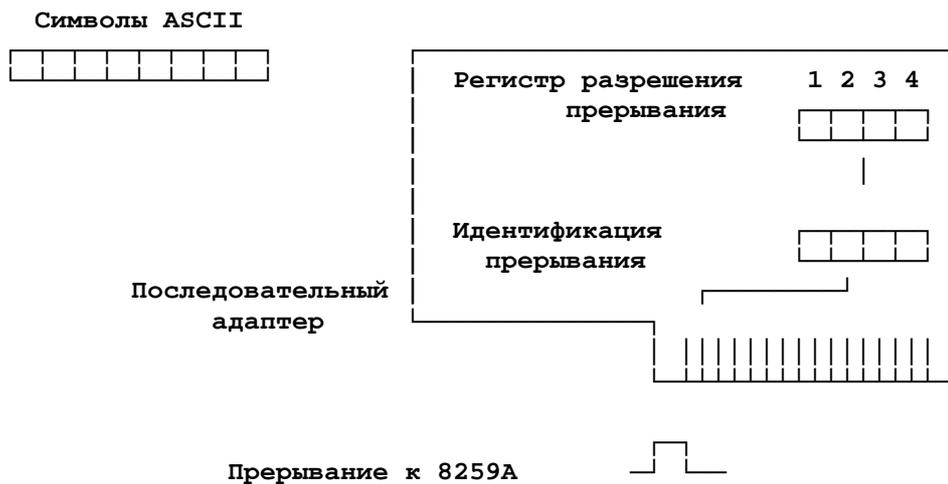


Рис. 17.8. Прерывания последовательного адаптера

Событием высшего приоритета является прерывание «состояние приемной линии» (RLS), которое обрабатывается чтением регистра состояния линии. Прерывание RLS имеет место, когда происходит одно из следующих событий:

- линия отключается (логический 0) на период времени больше требуемого для получения символа;
- символ получен до того, как был считан предыдущий (ошибка выхода за границы);
- ошибка при проверке на четность;
- при восстановлении символа из полученных битов не обнаружен стоповый бит (ошибка кадровой синхронизации).

Затем следует прерывание «доступность данных для приема» (RDA), которое возникает при готовности символа для чтения из приемного буферного регистра. Оно может быть сброшено путем считывания символа из регистра.

Следующий приоритет имеет прерывание «регистр хранения передачи свободен» (THRE). Как следует из имени прерывания, оно имеет место,

когда регистр, хранящий символ, предназначенный для передачи (имеет тот же адрес порта, что и регистр приемного буфера), свободен. Прерывание обрабатывается записью в этот регистр или чтением из регистра идентификации прерывания. Необходим другой метод сброса этого прерывания, так как иногда даже через прерывания универсального асинхронного приемопередатчика сообщается, что буфер передачи пуст и, возможно, отсутствует информация для передачи.

Самый низкий приоритет имеет прерывание «состояние модема» (MS). Оно имеет место, когда модем:

- получает (посылает) сигнал «открыт для передачи» (CTS);
- показывает свою готовность установкой линии «набор данных готов» (DSR);
- получает сигнал, устанавливающий линию «индикатор кольца» (RI) в логическую;
- определяет сигнал переноса (тот тон, который Вы слышите, когда вызываете номер и модем отвечает), устанавливая линию «определение сигнала приемной линии» (RLSD) в 1.

Прерывание состояния модема может быть сброшено чтением регистра состояния модема.

Эти прерывания могут включаться и выключаться индивидуально установкой соответствующих битов в регистре разрешения прерываний. В последовательно-параллельном адаптере фирмы IBM (так же, как и в асинхронном адаптере фирмы IBM) бит с именем OUT2 в регистре управления модемом должен быть установлен в 1 до того, как прерывания универсального асинхронного приемопередатчика могут достичь центральный процессор. Когда имеют место прерывания, последовательный адаптер собирает их согласно приоритету и направляет прерывание высшего приоритета в регистр идентификации прерывания. Адаптер прекращает отвечать на последующие прерывания равного или меньшего приоритета до тех пор, пока не определит, что текущее не обслужено подпрограммой обслуживания прерываний.

Программируемый контроллер прерываний 8259A. В системах MS-DOS центральный процессор (микропроцессор 80x86) непосредственно не принимает прерывания, поступающие от аппаратных средств, таких как последовательный адаптер. Прерывания аппаратуры сначала обслуживаются чипом программируемого контроллера прерываний Intel 8259A. Он действует как «приемщик» центрального процессора. Контроллер 8259A, как программируемое устройство, принимает до восьми различных преры-

ваний и может маскировать (игнорировать) прерывания индивидуально. 8259А отвечает на каждое незамаскированное или разрешенное прерывание и направляет его центральному процессору при условии, что никакое другое прерывание высшего приоритета не обслуживается в настоящее время.

Как контроллер 8259А присваивает приоритеты? Как и универсальный асинхронный приемопередатчик имеет свой метод определения приоритетов прерываний последовательного адаптера, 8259А обладает своей схемой присваивания приоритетов прерываниям. Последовательный адаптер является только одним из аппаратных средств, которые могут направлять прерывания контроллеру 8259А. Каждое устройство жестко смонтировано или соединено проводниками с различными входными устройствами, известными как входные устройства запроса прерываний (IRQ) контроллера 8259А. Поэтому обычно говорят об IRQ, присвоенном аппаратному прерыванию. Другой характеристикой, связанной с IRQ прерывания, является номер прерывания, используемый для обращения к отдельному прерыванию. В персональном компьютере IBM PC этот номер равен восьми плюс IRQ. Когда имеет место прерывание, центральный процессор использует его номер в качестве индекса в таблице, известной как таблица векторов прерываний (расположена в начале памяти), которая содержит адрес подпрограммы обработки данного прерывания. Так как контроллер 8259А связывает высшие приоритеты с низкими IRQ, аппаратные устройства, требующие максимального внимания, имеют низкие IRQ. Таким образом, системный таймер имеет IRQ0, клавиатура имеет IRQ1 и так далее.

Несмотря на то, что MS-DOS 3.3 поддерживает четыре коммуникационных порта, с COM1 по COM4, эта поддержка не означает ничего, кроме обладания четырьмя драйверами с этими именами, каждый из которых поддерживается безбуферно и только упорядоченным вводом/выводом. Так как мы интересуемся управляемыми прерываниями последовательным вводом/выводом, детали поддержки системой MS-DOS коммуникационных портов не относятся к данному вопросу.

В персональном компьютере IBM PC только два первых порта, COM1 и COM2, имеют определенные номера IRQ и номера прерываний. Другие последовательные порты, такие как COM3 и COM4 могут быть использованы для управляемого прерываниями ввода/вывода после установки адаптеров и присваивания номеров IRQ посредством соответствующей установки перемычек. Как только станет известен номер IRQ, программирование портов COM3 и COM4 выполняется таким же образом, как и пор-

тов COM1 и COM2. Более того, мы будем рассматривать только порты COM1 и COM2.

Двум последовательным портам COM1 и COM2 присвоены соответственно IRQ4 и IRQ3, то есть номера прерываний 12 и 11 (десятичные). Между прочим, номера прерываний должны быть известны, так как функциональные вызовы DOS (посредством программного прерывания 21h) с функциональными номерами 35h и 25h могут быть использованы соответственно для получения и установки векторов прерываний.

Есть еще несколько моментов, о которых необходимо упомянуть перед началом разговора о программировании последовательных портов для управляемого прерываниями ввода/вывода. Микропроцессор 80x86 автоматически делает невозможными все прерывания в то время, когда он передает управление обслуживающей подпрограмме текущего прерывания. Несмотря на то, что контроллер 8259A во время обслуживания прерывания задерживает последующие прерывания того же или меньшего приоритета, прерывания старшего приоритета все еще получают подтверждение о приеме, если установлен флаг прерывания. Если мы вновь немедленно не разрешим прерывание до начала обслуживания прерывания от последовательного порта, многие жизненно важные системные функции, передаваемые прерываниями (такие как системный таймер, клавиатура и контроллер диска), обслуживаться не будут. Важно поэтому, используя команду STI (установить флаг прерывания), переключить прерывание как только обслуживающая подпрограмма примет на себя управление. Это предоставит возможность таймеру, клавиатуре и контроллеру диска прерывать подпрограмму обслуживания последовательного порта, позволяя функционировать другим устройствам.

Как мы сможем сообщить контроллеру 8259A о том, что обработка последовательного прерывания завершена? Наша служебная подпрограмма должна направить 8259A команду «конец прерывания» (EIO) перед возвращением управления центральному процессору. Несмотря на то, что существуют способы требования EIO для различных IRQ, для схемы приоритета, используемой в персональном компьютере, достаточно направить контроллеру 8259A то, что известно как «неспецифический» EOI (код 20h). Название «неспецифический» вытекает из того, что эта команда не определяет, какое прерывание обслуживалось. Она просто говорит контроллеру, что обслуживание прерывания высшего приоритета завершено. Это разрешает обслуживание прерываний того же или высшего IRQ.

18. МЕТРОЛОГИЯ И СТАНДАРТИЗАЦИЯ

18.1. Нормативно-правовая регламентация

Наличие в метрологии большого числа принципиальных положений, устанавливаемых по соглашению, отличает ее от других естественных наук. К таким положениям относятся:

- выбор основных физических величин;
- выбор реперных точек и установление размеров основных единиц;
- правила образования производных единиц;
- способ воспроизведения и передачи информации о размере единиц;
- правила формирования и выбор систем единиц;
- выбор нормируемых метрологических характеристик средств измерений;
- установление норм точности средств измерений;
- установление нормальных условий измерений;
- выбор методик измерений;
- ограничение точности измерений (критерий (14));
- использование равномерного закона распределения вероятности для ситуационного моделирования;
- выбор значения коэффициента k при учете дефицита измерительной информации;
- выбор вероятности, с которой принимаются статистические решения;
- требования к оценкам (минимизация суммы квадратов невязок, например, в методе наименьших квадратов);
- правила экспертизы; требования к экспертам и т. д.

Малейший произвол и несогласованность в решении этих вопросов влекут за собой нарушение единства измерений и дезорганизацию хозяйственной деятельности. Поэтому все решения, принимаемые по соглашению, должны быть строго регламентированы, т. е. облечены в форму юридических актов, имеющих четкую правовую основу. Эти вопросы являются объектом законодательной метрологии – комплекса юридических и нормативно-технических документов, регламентирующих метрологические положения, правила и нормы, устанавливаемые по соглашению.

Нормативно-технический документ – документ, устанавливающий требования к объектам стандартизации, обязательный для исполнения в определенных областях деятельности, разработанный в установленном порядке и утвержденный компетентным органом.

Основным из нормативно-технических документов является *стандарт*, устанавливающий требования к группам однородной продукции и в необходимых случаях – требования к конкретной продукции, правила,

обеспечивающие ее разработку, производство и применение, а также требования к иным объектам стандартизации.

В зависимости от требований к объектам стандартизации стандарты подразделяются на следующие категории: государственные (ГОСТ); отраслевые (ОСТ); республиканские (РСТ).

Государственные стандарты являются обязательными для всех министерств и ведомств, предприятий, организаций и учреждений.

Отраслевые стандарты утверждают министерства (ведомства) Республики Беларусь, являющиеся головными (ведущими) по видам выпускаемой продукции. Эти стандарты обязательны для предприятий, организаций и учреждений, независимо от их ведомственной подчиненности.

Технические условия утверждаются по отраслевому принципу соответствующими министерствами, ведомствами, центральными органами кооперативных и иных общественных организаций.

Технические условия в соответствии с областью их распространения обязательны для предприятий, организаций и учреждений, изготавливающих, поставляющих (реализующих), хранящих, транспортирующих, использующих (эксплуатирующих) и ремонтирующих продукцию.

Стандарты и технические условия разрабатываются на основе высших достижений отечественной и зарубежной науки, техники, технологии и передового опыта и должны предусматривать решения, оптимальные для экономического и социального развития.

Производимая и реализуемая в республике продукция должна соответствовать требованиям стандартов и технических условий.

Кроме того, на каждом предприятии, в учреждении или организации действуют приказы, указания и распоряжения администрации, а также нормативно-технические документы, включающие стандарты предприятия (СТП), правила, инструкции, методики и т. п.

Стандарты предприятий, разрабатываемые предприятиями (организациями), обязательны для подразделений и служб предприятия (организации), утвердившего стандарт.

Стандарты предприятий устанавливают:

- порядок проведения работ в области управления производством, в том числе управления качеством продукции (работ);
- технологические процессы, технологические нормы и требования;
- требования к технологической оснастке и инструменту, производимым и применяемым только на данном предприятии.

На поставляемую продукцию стандарты предприятий не утверждаются, и в конструкторской документации основного производства не допускаются ссылки на стандарты предприятия.

Порядок разработки и оформления стандартов предприятий устанавливает СТБ 1.2-96.

Построение, содержание и изложение стандартов предприятий должно соответствовать требованиям СТБ 1.5-95.

С помощью перечисленных документов законодательная метрология охватывает все уровни управления: от государственного до уровня руководства отдельными предприятиями и организациями, причем стандартизация служит нормативно-правовой основой всех видов метрологической деятельности. Благодаря этому, достигается повсеместное соблюдение метрологических правил, требований и норм, установленных по соглашению, и обеспечивается единство измерений в стране.

18.2. Международное сотрудничество в области метрологии, стандартизации и качества продукции

Необходимость международного сотрудничества в области метрологии стала очевидной с развитием научного, культурного и торгового обмена между странами. В 1875 г. по инициативе петербургских академиков Б.С. Якоби, О.В. Струве и Г.И. Вильда в Париже «для обеспечения международного единства и усовершенствования метрической системы» была подписана Метрическая конвенция, в соответствии с которой международное сотрудничество подписавших ее государств устанавливалось путем:

а) создания первого международного метрологического научного учреждения – Международного бюро мер и весов (МБМВ), содержащегося на взносы стран, подписавших конвенцию, и ведущего исследования по совместно вырабатываемым программам;

б) учреждения Международного комитета мер и весов (МКМВ) из наиболее авторитетных ученых-метрологов стран – членов конвенции для руководства МБМВ;

в) созыва не реже одного раза в шесть лет генеральных конференций по мерам и весам «для обсуждения и принятия необходимых мер по распространению и усовершенствованию метрической системы».

Находящееся в Севре (близ Парижа) МБМВ занимается:

- созданием международных эталонов и шкал для основных физических величин; хранением международных эталонов;
- сличением национальных эталонов с международными;
- согласованием методик, выполняемых при этом измерений;
- определением и согласованием значений фундаментальных физических констант.

На своих ежегодных заседаниях МКМВ рассматривает текущие вопросы деятельности. Начиная с 1927 г. при МКМВ создаются консультативные комитеты, координирующие, каждый в своей области, международные работы и вырабатывающие рекомендации по изменению определений и размеров единиц физических величин, которые МКМВ может

принимать непосредственно или выносить на утверждение Генеральной конференции по мерам и весам в целях обеспечения унификации единиц. Генеральная конференция является высшим руководящим органом, определяющим долговременную научную политику стран, подписавших Метрическую конвенцию, и принимающим на международном уровне все принципиальные решения в области единиц физических величин и их эталонов.

В 1933 г. советская делегация на Генеральной конференции по мерам и весам предложила распространить международное сотрудничество на область изготовления и применения средств измерений. После большой подготовительной работы в 1956 г. была подписана межправительственная конвенция об учреждении Международной организации законодательной метрологии (МОЗМ). Целью этой организации является унификация законов, правил и инструкций в сфере деятельности метрологических служб государств – членов МОЗМ, т. е. обеспечение единства измерений в международном масштабе законодательным путем, что дает возможность установить взаимное доверие к результатам всех видов измерений в странах-партнерах по торговле, производству и научному обмену, избежать непроизводительных расходов на перепроверку технических характеристик сырья, материалов и изделий. Организация разрабатывает международные рекомендации по терминологии, методам измерений, правилам испытаний и поверки средств измерений, всем видам нормативно-технических документов, регламентирующих передачу информации о размере единиц физических величин от их эталонов средствам измерений.

Структура МОЗМ аналогична структуре Международной организации стран, подписавших Метрическую конвенцию. Международное бюро законодательной метрологии (МБЗМ) находится в Париже. Его деятельностью руководит Международный комитет законодательной метрологии (МКЗМ), собирающийся ежегодно. Раз в 4 – 6 лет созываются Международные конференции по законодательной метрологии, в которых участвуют полномочные представители всех стран – членов организации. Разработкой конкретных рекомендаций занимаются секретариаты-докладчики (СД) по планам и под контролем секретариатов-пилотов (СП), согласовывающих эти рекомендации со всеми странами – членами МОЗМ. Согласованные рекомендации представляются в МОЗМ и затем утверждаются Международной конференцией.

Международная организация законодательной метрологии тесно сотрудничает с ИСО – Международной организацией по стандартизации, созданной в 1946 г. на совещании представителей 25 стран (в том числе СССР) в Лондоне. Целью ИСО, согласно второй статье Устава, «является содействие развитию стандартизации в мировом масштабе для облегчения международного товарообмена и взаимопомощи, а также для расширения

сотрудничества в области интеллектуальной, научной, технической и экономической деятельности». В качестве неправительственной организации ИСО пользуется консультативным статусом ООН и является крупнейшей международной организацией, ведущей работу в области стандартизации по очень широкому кругу вопросов.

Высшим руководящим органом ИСО является Генеральная ассамблея – полномочное собрание делегатов, созываемое один раз в три года. В период между сессиями Генеральной ассамблеи организацией руководит собирающийся ежегодно совет. Текущую административно-техническую работу выполняет Центральный секретариат в Женеве (Швейцария). Практическая работа по стандартизации ведется в технических комитетах (ТК), сферы деятельности которых разграничены.

Стандартизация – гораздо более широкое понятие, чем регламентация метрологической деятельности. Под стандартизацией, согласно определению, принятому ИСО в 1962 г., понимается работа по установлению и применению правил с целью упорядочения деятельности в данной области на пользу и при участии всех заинтересованных сторон и, в частности, для достижения всеобщей оптимальной экономии, принимая во внимание рабочие условия и требования техники безопасности. Основными видами работы технических комитетов являются разработка, согласование и представление на утверждение совета проектов международных стандартов, которые имеют рекомендательный характер. В настоящее время их насчитывается несколько десятков тысяч. Для непосредственной разработки проекта международного стандарта в ТК создаются подкомитеты и рабочие группы.

Стандартизацией в области метрологии занимаются следующие технические комитеты ИСО: ИСО/ТК 12 «Величины, единицы, обозначения, переводные коэффициенты и таблицы», ИСО/ТК 28 «Нефтепродукты», ИСО/ТК 30 «Измерение расхода жидкости в закрытых каналах», ИСО/ТК 43 «Акустика», ИСО/ТК 57 «Метрология и свойства поверхности», ИСО/ТК 52 «Вакуумная техника», ИСО/ТК 53 «Измерение расхода жидкости в открытых каналах», ИСО/ТК 158 «Анализ газа». Число технических комитетов непрерывно увеличивается, иными словами, увеличивается количество областей, охватываемых международной стандартизацией.

18.3. Отечественная стандартизация

Работы в области стандартизации в Республике Беларусь осуществляются по следующим направлениям:

– установление параметрических и типоразмерных рядов, базовых конструкций, конструктивно унифицированных составных частей изделий, оптимальных условий стандартизации и унификации с целью рационального ограничения номенклатуры продукции (сырья, материа-

лов, комплектующих изделий, составных частей, программных средств, готовых изделий);

– установление прогрессивных требований к продукции, ее разработке, производству и применению с учетом рационального использования и снижения расхода сырья, материалов, энергии, топлива, запасных частей и инструмента, уменьшения затрат труда, требований внешнего рынка, международных стандартов и рекомендаций по стандартизации международных организаций, охраны окружающей среды, безопасности труда и охраны здоровья населения, защиты от вредных воздействий (шума, вибрации, радиопомех и др.), требований технической эстетики и эргономики, а также требований к методам и средствам контроля качества продукции, отражающим высшие достижения отечественной и зарубежной науки, техники, технологии и передовой опыт;

– обеспечение конструктивной, электрической, информационной, программной, диагностической и других видов совместимости продукции, а также взаимозаменяемости продукции по составным частям, комплектующим изделиям, материалам, параметрам, размерам и т. п.;

– обеспечение единства и необходимой точности измерений в стране посредством установления и применения научных и организационных основ, технических средств и метрологических правил;

– повышение эффективности планирования работ по стандартизации на основе применения программно-целевого метода планирования, обеспечения единства и увязки планов стандартизации с другими разделами планов экономического и социального развития страны;

– обновление действующих стандартов и технических условий на продукцию с целью своевременной замены устаревших показателей и приведения их в соответствие с потребностями народного хозяйства, населения, обороны страны и экспорта;

– проведение работ по международной стандартизации с целью обобщения передового зарубежного опыта в области стандартизации и применения его в республике, повышения технико-экономического уровня и качества продукции, а также ее конкурентоспособности;

– контроль за внедрением и соблюдением стандартов и технических условий.

Главной задачей стандартизации в Республике Беларусь является создание системы нормативно-технической документации, определяющей прогрессивные требования к продукции, изготавливаемой для нужд народного хозяйства, населения, обороны страны и экспорта, к ее разработке, производству и применению, а также контроль за правильностью использования этой документации.

При создании системы нормативно-технической документации в Республике Беларусь необходимо обеспечивать:

– опережающую стандартизацию сырья, материалов, комплектующих изделий, инструмента и технологии, качество и уровень которых оказывают решающее влияние на технико-экономические характеристики машин, приборов, средств автоматизации и других промышленных изделий, а также товаров народного потребления;

– комплексную стандартизацию взаимосвязанных объектов стандартизации согласованием показателей, норм, требований к этим объектам стандартизации и увязкой сроков введения в действие нормативно-технических документов;

– оптимальность норм, правил, показателей, включаемых в нормативно-технические документы.

Стандартизацию в настоящее время следует рассматривать как научный метод *работы*, исходящий из единых, оптимальных требований к объекту и характеризующийся следующими основными составляющими элементами: объектом стандартизации, оптимальными требованиями, предъявляемыми к объекту, научно-исследовательской деятельностью по нахождению оптимального решения, приданием законной силы найденному оптимальному решению, специальной системой приемов трудовой деятельности. На основе обработки большого числа различных вариантов решения одной и той же повторяющейся задачи с помощью присутствующих стандартизации методов она вырабатывает обязательные оптимальные правила.

Стандартизация в процессе научно-технической революции выросла в самостоятельную науку, включающую в себя ряд специальных дисциплин, разделов, отраслей. Предметом стандартизации как науки являются варианты повторяющихся ситуаций или информация об этих вариантах. Поэтому в свою очередь стандартизацию следует рассматривать как одну из составных частей более общей науки об управлении – кибернетики, как один из методов переработки информации с целью нахождения оптимального, обязательного решения.

Стандартизация является одной из подсистем управления народным хозяйством, а стандарты служат рычагами управления.

18.4. Методы стандартизации

Методами стандартизации являются унификация, агрегатирование и типизация, обеспечивающие взаимозаменяемость и специализацию на разных уровнях.

Под унификацией понимается один из важнейших методов стандартизации, заключающийся в рациональном сокращении видов, типов и раз-

меров изделий одинакового функционального назначения, а также узлов и деталей, входящих в изделие с целью создания ограниченного числа взаимозаменяемых узлов и деталей, позволяющих собирать новые изделия с добавлением определенного количества оригинальных элементов. Чем больше унифицированных узлов и деталей в машине, тем короче сроки проектирования и изготовления, так как сокращается количество чертежей, количество вновь разрабатываемых технологических процессов, проектируемой оснастки. Унификация позволяет снизить стоимость производства новых изделий, повысить серийность и, следовательно, уровень автоматизации производственных процессов, снизить трудоемкость изготовления, обеспечить большую мобильность промышленности при выпуске новых изделий, организовать специализированные производства.

Унификация изделий осуществляется на основе определенного их подобия в выполнении аналогичных функций. Унификация, целесообразность которой экономически обоснована, должна завершаться стандартизацией унифицированных изделий. При этом необходимо помнить, что унификация должна производиться с учетом перспектив совершенствования узлов и деталей. Понятие «унификация машин и оборудования» распространяется на типы, основные размеры и параметры машин и их составных частей – узлов и деталей.

Элементарным видом унификации является «симплификация» – простое сокращение наименее употребительных элементов до целесообразного минимума. Симплификация используется для рационального ограничения номенклатуры объектов при разработке ограничительных стандартов. Различаются следующие виды унификации: типоразмерная, внутритиповая и межтиповая.

Типоразмерная унификация осуществляется в изделиях одинакового функционального назначения, отличающихся друг от друга числовым значением главного параметра.

Внутритиповая унификация осуществляется в изделиях одного и того же функционального назначения, имеющих одинаковое числовое значение главного параметра, но отличающихся конструктивным исполнением составных частей.

Межтиповая унификация осуществляется в изделиях различного типа и различного конструктивного исполнения (например, унификация продольно-фрезерных, строгальных, шлифовальных станков между собой).

Работы по унификации могут проводиться на трех уровнях: заводском, отраслевом, межотраслевом. Кроме того, в последнее время успешно развивается международная унификация. Работа по унификации проводится в определенной последовательности. В первую очередь необходимо оп-

ределить направление, вид и уровень унификации, затем произвести сбор и анализ чертежей унифицируемых изделий, классифицировать чертежи в соответствии с поставленной задачей. Далее либо разрабатывается новая конструкция, либо выбирается одна из существующих в качестве унифицированной конструкция, которая сможет заменить все ранее применявшиеся. Затем устанавливается оптимальное количество типоразмеров и разрабатывается стандарт на конструктивно-унифицированный ряд деталей. Завершающим этапом работы по унификации является организация специализированного производства стандартных деталей.

Уровень унификации изделий или их составных частей определяется с помощью системы показателей, из которых обязательным является коэффициент применяемости на уровне типоразмеров.

Под коэффициентом применяемости понимается выраженное в процентах отношение количества заимствованных, покупных и стандартизованных типоразмеров к общему количеству типоразмеров изделия.

Коэффициент применяемости по типоразмерам $K_{ПР}^T$, % вычисляют по формуле

$$K_{ПР}^T = \frac{n - n_0}{n} \cdot 100,$$

где n – общее количество типоразмеров изделий; n_0 – количество оригинальных типоразмеров. К оригинальным относятся составные части, разработанные для данного изделия.

Агрегатирование – это метод создания и эксплуатации машин, приборов и оборудования из отдельных стандартных, унифицированных узлов, многократно используемых при создании различных изделий на основе геометрической и функциональной взаимозаменяемости.

Агрегатирование обеспечивает расширение области применения машин путем замены их отдельных узлов и блоков, возможность компоновки машин, приборов, оборудования разного функционального назначения из отдельных узлов, изготавливаемых на специализированных предприятиях, создания универсальных приспособлений при разработке технологической оснастки и т. д.

Агрегатирование позволяет также увеличить номенклатуру выпускаемых машин и оборудования за счет модификации их основных типов и создания различных исполнений. Кроме того, агрегатирование дает возможность применения приспособлений и сложной технологической механизированной и автоматизированной оснастки за счет использования общих агрегатов и узлов, организовать высокопроизводительный ремонт машин и других изделий за счет использования взаимозаменяемых агрегатов и узлов.

Агрегатированное оборудование обладает конструктивной обратимостью, что дает возможность многократного применения стандартных агрегатов и узлов в новых компоновках при изменении конструкций объекта производства и при необходимости быстрой переналадки производства на выпуск новых видов продукции в гибких производственных системах. Поэтому у агрегатного оборудования в наибольшей степени развита конструктивная преемственность, упрощен ремонт, снижена номенклатура запасных частей. При разработке научных основ агрегатирования используются основные положения теории машин и механизмов. Для определения рациональной разбивки конструкций на элементы необходимо использовать классификатор деталей. Агрегатирование дает возможность уменьшить объем проектно-конструкторских работ, сократить сроки подготовки и освоения производства, снизить трудоемкость изготовления изделий и снизить расходы на ремонтные операции. Дальнейшее развитие принципов агрегатирования требует разработки вопросов теории. Так, широкое внедрение агрегатирования должно сопровождаться разработкой параметрических стандартов и стандартов на показатели качества, надежности и долговечности различных типов машин и оборудования. При этом необходимо обеспечивать опережающее развитие работ по унификации деталей, узлов и агрегатов. Примером агрегатированного оборудования в машиностроении является агрегатный станок, в котором на круглой станине устанавливаются несколько головок, позволяющих присоединять различные насадки и выполнять сверлильно-расточные, резьбовые, фрезерные и другие операции («обрабатывающий центр»).

Принцип агрегатирования широко используется в Единой системе технологической подготовки производства (ЕСТПП) при создании стандартной переналаживаемой оснастки, изготавливаемой из стандартных узлов, деталей и заготовок. Примером в данном случае является система универсально-сборных приспособлений (УСП), которые komponуют из взаимозаменяемых элементов: плит, угольников, стоек, опор, прихватов, зажимов и т. п. и используют для сверлильных, фрезерных, токарных, сварочных, сборочных и других операций.

В машиностроении используется метод базового агрегата, при котором, присоединяя к базовой модели машины специальное оборудование, получают ряд производных машин разнообразного назначения. Примером служит создание конструктивно-унифицированного ряда колесных транспортных и дорожно-транспортных машин. Используется также метод секционирования – разделение машин на одинаковые унифицированные секции, из которых собирается ряд производных машин: ковшовые экскаваторы, транспортеры, воздуходувки, насосы и т. п.

Принцип агрегатирования используется при создании контрольно-измерительных приборов, которые могут компоноваться из унифициро-

ванных электронных блоков, датчиков, самописцев, измерительных головок, элементов пневматических приборов и т. д.

Агрегатирование нашло широкое применение также в радиоэлектронике при проектировании радиоэлектронной аппаратуры на основе прогрессивного функционально-узлового метода. В радиоэлектронике разрабатываются унифицированные функциональные узлы, которые играют ту же роль, что и агрегаты в машиностроении, и позволяют создавать большое количество радиоэлектронных устройств.

В перспективе развитие агрегатирования в масштабе республики позволит:

- перейти от конструирования специального оборудования к выбору стандартных узлов и агрегатов и компоновки их в таких сочетаниях, которые наиболее полно будут удовлетворять требованию получения от новой машины оптимальных потребительских свойств;

- сократить сроки проектирования и освоения новых машин с четырех – шести и до полутора – двух лет за счет использования освоенных ранее узлов. При этом изменится процесс проектирования, так как создание машины превратится в процесс подбора и компоновки ее из готовых узлов, что значительно сократит объем документации;

- увеличить объем производства машин на тех же площадях и снизить стоимость их изготовления на 25 – 30 %;

- уменьшить требующийся парк машин на 20 – 25 % за счет лучшего их использования, сократив соответственно количество обслуживающего персонала;

- оснастить народное хозяйство новым парком универсальных машин, состоящих на 70 – 75 % из унифицированных узлов и агрегатов.

Типизация – метод стандартизации, заключающийся в установлении типовых объектов для данной совокупности, принимаемых за основу (базу) при создании других объектов, близких по функциональному назначению. Этот метод иногда называют методом «базовых конструкций», так как в процессе типизации выбирается объект, наиболее характерный для данной совокупности, с оптимальными свойствами, а при получении конкретного объекта – изделия или технологического процесса выбранный объект (типовой) может претерпевать лишь некоторые частичные изменения или доработки. Таким образом, типизация является распространением большого количества функций на малое число объектов, т. к. обеспечивает сохраняемость только типовых объектов из данной совокупности. Эффективность типизации обусловлена использованием проверенного решения при разработке нового изделия, ускорением и снижением стоимости подготовки производства изделий, создаваемых на одной базе, облегчением условий эксплуатации типовых (базовых) изделий и их модификаций. Типизация завершается стандартизацией разработанных типовых объектов.

Типизация как эффективный метод стандартизации развивается в трех основных направлениях: стандартизация типовых технологических процессов; стандартизация типовых изделий общего назначения; создание нормативно-технических документов, устанавливающих порядок проведения каких-либо работ, расчетов, испытаний и т. п.

Взаимозаменяемость – это свойство независимо изготовленных деталей, узлов и агрегатов обеспечивать беспрепятственную сборку машин или приборов и выполнять свое служебное назначение без нарушения технических требований, предъявляемых к данному изделию в целом. Взаимозаменяемыми детали и узлы являются в том случае, если характеризующие их параметры находятся в заданных пределах. Требования взаимозаменяемости предъявляются к таким параметрам, как точность сопрягаемых размеров, отклонения формы и расположения поверхностей, волнистость и шероховатость, физико-химические свойства материалов. Беспрепятственная сборка (монтажные требования) обеспечивается за счет точности геометрических параметров, а для обеспечения функциональных требований необходимо обеспечить заданную точность функциональных параметров, т. е. таких параметров, которые влияют на эксплуатационные показатели изделий и на служебные функции деталей и узлов. Так, от размера зазора между поршнем и цилиндром (функционального параметра) зависит мощность двигателей (эксплуатационный показатель). Зазор в подвижном соединении должен обеспечивать не только сборку и точность взаимного расположения, но и минимальное трение, компенсацию температурных изменений и износа и других факторов, влияющих на выходные эксплуатационные характеристики – долговечность, точность перемещения, расход масла и т. п.

Функциональные требования наиболее полно учитываются на основе метода функциональной взаимозаменяемости. Под методом функциональной взаимозаменяемости понимают определение точности геометрических и физико-химических параметров деталей и узлов на основе достаточно строго установленных связей между этими параметрами и эксплуатационными показателями. При этом исходят из экономически оптимальных пределов изменения эксплуатационных показателей.

Различают взаимозаменяемость полную и неполную, внешнюю и внутреннюю.

Полная взаимозаменяемость обеспечивается соблюдением параметров с такой точностью, которая допускает сборку и замену любых сопрягаемых деталей узлов и агрегатов без каких-либо дополнительных мероприятий – обработки, подбора, регулировки. При полной взаимозаменяемости упрощается процесс сборки и создаются условия для ее автоматизации, специализации и кооперирования, упрощается ремонт. В тех случаях, когда возникает необходимость изготавливать детали с малыми и трудновы-

полными допусками, нецелесообразными с экономической точки зрения, от полной взаимозаменяемости переходят к неполной.

Неполная (ограниченная) взаимозаменяемость характеризуется возможностью проведения таких дополнительных мероприятий при сборке, как групповой подбор деталей (селективная сборка), применение компенсаторов, регулировка положения, пригонка.

Внешняя взаимозаменяемость – это взаимозаменяемость покупных и кооперируемых изделий и узлов по эксплуатационным показателям, а также по размерам и форме присоединительных поверхностей, по которым взаимосвязанные узлы основного изделия соединяются между собой, а также с покупными и кооперируемыми изделиями.

Внутренняя взаимозаменяемость – это взаимозаменяемость деталей, составляющих отдельные узлы, или составных частей и механизмов, входящих в изделие. Например, в подшипниках качения внешняя взаимозаменяемость осуществляется по наружному диаметру наружного кольца и по внутреннему диаметру внутреннего кольца, а внутренней взаимозаменяемостью обладают тела качения и кольца.

Уровень взаимозаменяемости производства характеризуется коэффициентом взаимозаменяемости, который равен отношению трудоемкости изготовления взаимозаменяемых деталей и частей к общей трудоемкости изготовления изделия. Он является показателем технического уровня производства. Взаимозаменяемость позволяет расчленивать производственный процесс, повысить производительность труда на сборочных операциях, организовать серийное и массовое производство, выделить специализированное производство отдельных деталей, узлов и агрегатов, осуществить кооперирование производства, агрегатирование, внедрить механизацию и автоматизацию производственных процессов, в том числе сборки. В эксплуатации взаимозаменяемость обеспечивает помимо требуемой надежности и долговечности изделий бесподгоночную замену старых узлов и деталей, облегчает ремонт. Нормативной базой взаимозаменяемости является стандартизация.

Существуют стандарты, которые регламентируют общие нормы взаимозаменяемости, и стандарты, содержащие требования взаимозаменяемости конкретных изделий. К стандартам первой группы в основном относятся государственные стандарты, распространяющиеся на все машиностроение и приборостроение или на несколько отраслей (стандарты на ряды предпочтительных чисел, ряды нормальных линейных размеров, стандарты на допуски и посадки, резьбы, зубчатые передачи и т. п.). В стандартах второй группы устанавливаются, как правило, требования, определяющие внешнюю взаимозаменяемость (основные присоединительные размеры, допуски этих размеров, выходные эксплуатационные харак-

теристики и их допустимые отклонения). Показатели взаимозаменяемости в таких стандартах должны соответствовать общим нормам.

С развитием экономических связей между странами и ростом международной торговли большое значение приобретает обеспечение взаимозаменяемости в международном масштабе, в связи с чем большое внимание вопросам взаимозаменяемости уделяется в деятельности международных организаций по стандартизации.

Унификация, агрегатирование, типизация и взаимозаменяемость являются базой для развития работ по специализации. Возможны два пути увеличения выпуска продукции: первый – расширение производственных площадей и увеличение численности рабочих (экстенсивный); второй – развитие специализации производства (интенсивный). Стоимость изделий при специализированном производстве снижается. Специализация может быть предметной, поддетальной, технологической и функциональной.

Предметная специализация заключается в том, что на отдельном предприятии сосредоточивается выпуск определенной продукции, соответствующей профилю предприятия, например, специализация завода по выпуску тракторов, станков и т. д. При предметной специализации используется принцип преемственности конструкции, что означает установление ограниченного перечня типов машин, подлежащих выпуску, построенного на основе параметрических рядов. В результате увеличивается объем выпуска и снижается себестоимость продукции. Предметная специализация – это начальная форма специализации производства.

Поддетальная специализация заключается в том, что в процессе изготовления выделяется производство отдельных деталей, узлов и сборочных единиц. Этот вид специализации экономически наиболее выгоден. При поддетальной специализации предприятия-смежники поставляют сборочным предприятиям необходимые детали, узлы, агрегаты (например, крепежные детали, шарикоподшипники, зубчатые колеса и др.).

Технологическая специализация – это выделение отдельных стадий технологического процесса в специализированные заводы, цехи, участки (например, производство отливок, поковок, штамповок; изготовление сварных металлоконструкций; механическая обработка и сборка в машиностроении; организация прядильных, ткацких, отделочных фабрик в текстильной промышленности и т. д.). При технологической специализации увеличиваются масштабы производства, повышается производительность, труда, снижается себестоимость, рациональнее используются средства производства.

Функциональная специализация возникла в результате разделения и кооперирования труда в области вспомогательного обслуживания производства. Наиболее важной разновидностью функциональной специализации является организация централизованного ремонтного обслуживания

группы предприятий, объединенных по тем или иным признакам: территориальному, отраслевому или эксплуатационному (например, специализированный ремонт станков, автомобилей, тракторов). Функциональная специализация обеспечивает высокую производительность и снижение себестоимости вспомогательного обслуживания производства.

В последнее время получают широкое распространение агрегатная, предметно-агрегатная и подетально-технологическая специализации; развивается межотраслевая и территориальная специализация промышленности на основе создания районных комплексов специализированных производств. Такие комплексы включают предприятия всех видов специализации на основе расчета экономически выгодных радиусов кооперирования.

Специализация может осуществляться на заводском, отраслевом и межотраслевом уровнях.

18.5. Государственные стандарты

Государственная система стандартизации представляет собой комплекс взаимосвязанных правил и положений, определяющих все основные вопросы практической деятельности по стандартизации в масштабе страны.

Основными документами Государственной системы стандартизации являются:

СТБ 1.2-96. Государственная система стандартизации Республики Беларусь. Порядок разработки и утверждения стандартов;

СТБ 1.3-96. Государственная система стандартизации Республики Беларусь. Порядок разработки, согласования, утверждения и государственной регистрации технических условий;

СТБ 1.4-96. Государственная система стандартизации Республики Беларусь. Порядок разработки, согласования и утверждения технических описаний и рецептов;

СТБ 1.5-96. Государственная система стандартизации Республики Беларусь. Требования к построению, изложению, оформлению и содержанию стандартов;

СТБ 6.01.2-94. Единая система классификации кодирования технико-экономической и социальной информации Республики Беларусь. Порядок разработки и ведение классификаторов;

ГОСТ 1.0-92. Правила проведения работ по межгосударственной стандартизации. Общие положения;

СНБ 1.01.01-93. Строительные нормы Республики Беларусь и пособия к ним. Основные положения. Порядок разработки, правила оформления;

РД РБ 0410.35.1-94. Государственная система каталогизации продукции Республики Беларусь. Правила заполнения, учет и хранение каталожных листов и изменений к ним;

РД РБ 50.22-93. Порядок планирования работ по государственной стандартизации.

В Государственной системе стандартизации Республики Беларусь устанавливаются нормативные документы по стандартизации следующих категорий:

государственные стандарты Республики Беларусь – СТБ;

государственные строительные нормы и правила Республики Беларусь – СНБ;

общегосударственные классификаторы технико-экономической и социальной информации Республики Беларусь – ОК РБ;

руководящие документы отраслей Республики Беларусь – РД РБ;

технические условия Республики Беларусь – ТУ РБ;

технические описания Республики Беларусь – ТО РБ;

стандарты предприятий (объединений предприятий, фирм, акционерных обществ, концернов) – СТП.

К нормативным документам по стандартизации относятся предстандарты, которые разрабатывают в целях ускоренного внедрения результатов научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ. Предстандарты на поставляемую продукцию не разрабатывают. Предстандарты разрабатывают на срок не более чем 2 года. Порядок разработки и применения предстандартов устанавливает Белстандарт. Утверждение государственных стандартов Республики Беларусь в порученных им сферах деятельности осуществляют Белстандарт или Минстройархитектуры.

Порядок разработки, согласования, утверждения и государственной регистрации государственных стандартов Республики Беларусь и изменений к ним – по СТБ 1.2. Порядок разработки, согласования, утверждения, обозначения и применения государственных строительных норм и правил Республики Беларусь – по СНБ 1.01.01. Порядок разработки, согласования, утверждения и государственной регистрации общегосударственных классификаторов технико-экономической и социальной информации Республики Беларусь и изменений к ним – СТБ 6.01.2.

Руководящие документы отраслей разрабатывают, согласовывают, утверждают и применяют в порядке, установленном органами, их утвер-

дившими. Руководящие документы отраслей на поставляемую продукцию не разрабатывают. Руководящие документы отраслей, разработанные в развитие и дополнение стандартов государственной системы стандартизации Республики Беларусь, подлежат согласованию с Белстандартом.

Порядок разработки, согласования, утверждения и государственной регистрации технических условий и изменений к ним – по СТБ 1.3. Порядок разработки, согласования и утверждения технических описаний и изменений к ним – по СТБ 1.4.

Стандарты предприятий разрабатывают на создаваемые и применяемые только на данном предприятии продукцию, нормы и требования. Стандарты предприятий на поставляемую продукцию не разрабатывают. Стандарты предприятий утверждает руководитель (заместитель руководителя) предприятия приказом или личной подписью на первой странице стандарта.

Содержание, построение, изложение и оформление государственных стандартов Республики Беларусь и руководящих документов, утверждаемых и согласуемых с Белстандартом, должны соответствовать требованиям СТБ 1.5. Содержание, построение, изложение и оформление общегосударственных классификаторов технико-экономической и социальной информации Республики Беларусь должны соответствовать требованиям СТБ 6.01.2. Содержание, построение, изложение и оформление руководящих документов отраслей, технических описаний и стандартов предприятий рекомендуется осуществлять по СТБ 1.5. Содержание, построение, изложение и оформление технических условий должны соответствовать требованиям СТБ 1.3.

Обозначение государственных стандартов Республики Беларусь, руководящих документов Республики Беларусь – по СТБ 1.5. Обозначение общегосударственных классификаторов технико-экономической и социальной информации Республики Беларусь – по СТБ 6.01.1. Обозначение технических условий – по СТБ 1.3. Обозначение технических описаний – по СТБ 1.4. Обозначение стандартов предприятий рекомендуется осуществлять в соответствии с порядком, приведенным в СТБ 1.5 для государственных стандартов Республики Беларусь.

Обозначение стандартов предприятий рекомендуется осуществлять в соответствии с порядком, приведенным в СТБ 1.5 для государственных стандартов Республики Беларусь. Государственные стандарты Республики Беларусь, руководящие документы, утверждаемые Белстандартом, технические условия подлежат государственной регистрации. Государственную

регистрацию руководящих документов отраслей, технических описаний и стандартов предприятий не проводят.

Государственные стандарты Республики Беларусь подлежат периодической проверке, как правило, один раз в течение пяти лет и, при необходимости, изменению, пересмотру или отмене. Пересмотр или отмену действующих стандартов осуществляют в соответствии с СТБ 1.2.

Исключительное право издания и переиздания государственных стандартов Республики Беларусь, общегосударственных классификаторов технико-экономической и социальной информации Республики Беларусь и руководящих документов, утвержденных Белстандартом, принадлежит Белстандарту или Минстройархитектуры.

Издание и переиздание технических условий, руководящих документов отраслей, стандартов предприятий и обеспечение ими осуществляют утвердившие их органы (организации, предприятия) или предприятия – держатели подлинников этих документов.

Государственные стандарты Республики Беларусь, общегосударственные классификаторы технико-экономической и социальной информации Республики Беларусь и руководящие документы, утверждаемые Белстандартом, выполняются на белорусском или русском языке, или на белорусском и русском языках.

Ведение национального фонда нормативных документов по стандартизации и обеспечение заинтересованных потребителей информацией о государственных стандартах Республики Беларусь, общегосударственных классификаторах технико-экономической и социальной информации Республики Беларусь, руководящих документах, утвержденных Белстандартом, международных, региональных и национальных стандартах других стран осуществляет Белстандарт.

В государственных стандартах Республики Беларусь устанавливают обязательные или обязательные и рекомендуемые требования. Обязательные требования стандартов не должны противоречить обязательным требованиям межгосударственных стандартов, введенных в действие на территории Республики Беларусь.

Требования, устанавливаемые в нормативных и технических документах, не должны противоречить обязательным требованиям межгосударственных стандартов и государственных стандартов Республики Беларусь. Установленные в государственных стандартах Республики Беларусь и технических условиях требования к продукции должны быть контролируемы при ее испытаниях, в том числе в целях сертификации.

Рекомендуемые требования отражают высшие достижения науки и техники, требования мирового рынка, международных, региональных и прогрессивных национальных стандартов других государств.

К рекомендуемым требованиям относятся потребительские и другие характеристики продукции, не отнесенные к обязательным.

Рекомендуемые требования подлежат обязательному выполнению, если:

- это предусмотрено действующими законодательными актами;
- эти требования включены в договор на разработку, изготовление и поставку продукции;
- изготовителем (поставщиком) продукции сделана документальная заявка о соответствии продукции этим требованиям.

В зависимости от специфики объекта стандартизации и содержания устанавливаемых к нему требований в республике разрабатываются, как правило, стандарты следующих видов:

- основополагающие (организационно-методические и общетехнические);
- на продукцию;
- на работы (процессы), услуги;
- на методы контроля (испытаний, измерений, анализа).

Основополагающие стандарты устанавливают общие организационно-методические положения для определения области деятельности, а также общетехнические требования (нормы и правила), обеспечивающие техническое единство и взаимосвязь различных областей науки, техники и производства в процессе создания и использования продукции, охрану окружающей среды, охрану труда и общетехнические требования. Стандарты на продукцию устанавливают требования к группам однородной продукции или к конкретной продукции. Стандарты на работы (процессы) устанавливают требования к методам (способам, режимам, нормам) выполнения различного рода работ (услуг) в технологических процессах изготовления, хранения, транспортирования, эксплуатации, ремонта и утилизации продукции. Стандарты на методы контроля (испытаний, измерений, анализа) устанавливают требования к методам (способам, приемам, режимам, нормам) проведения контроля продукции при ее создании, производстве, потреблении, утилизации.

Основными принципами стандартизации являются:

- взаимное стремление всех заинтересованных сторон, разрабатывающих, изготавливающих и потребляющих продукцию, к достижению общего согласия с учетом мнения каждой из сторон по управлению много-

образом продукции, ее качеству, экономичности, применимости, совместимости и взаимозаменяемости, ее безопасности для жизни, здоровья людей и имущества, охране окружающей среды и другим вопросам, представляющим взаимный интерес;

- программно-целевое планирование работ по стандартизации. Работы по нормативному обеспечению социально-экономических, научно-технических и других государственных и отраслевых программ проводят в составе соответствующих программ. По отдельным направлениям техники (деятельности) с целью комплексного проведения работ по стандартизации разрабатывают самостоятельные программы стандартизации;

- техническая, экономическая, социальная обоснованность разработки нормативных документов по стандартизации;

- преемственность при применении нормативных документов по стандартизации;

- комплексность стандартизации взаимосвязанных объектов, включая метрологическое обеспечение, путем согласования требований к этим объектам, к средствам измерений и увязкой сроков введение в действие нормативных документов по стандартизации;

- гармонизация нормативных документов по стандартизации с международными, региональными и национальными стандартами других государств;

- соответствие требований нормативных документов по стандартизации современным достижениям науки, техники, передового опыта, а также законодательным актам, нормам и правилам органов, выполняющих функции государственного надзора;

- взаимосвязь и согласованность нормативных документов по стандартизации всех уровней. Не допускается дублирование разработки нормативных документов по стандартизации на идентичные объекты стандартизации на различных уровнях управления;

- открытость информации о действующих нормативных документах по стандартизации и программах (планах) работ по стандартизации с учетом действующего законодательства;

- утверждение стандартов на основе достижения согласия всеми заинтересованными сторонами;

- пригодность нормативных документов по стандартизации для их применения в целях сертификации.

Основными целями стандартизации являются:

- защита интересов потребителей и государства в вопросах качества

продукции, услуг, процессов (далее – продукции), обеспечивающих их безопасность для жизни людей, охрану окружающей среды;

- повышение качества продукции в соответствии с развитием науки и техники, с потребностями населения и экономики государства;

- обеспечение технической и информационной совместимости и взаимозаменяемости продукции;

- содействие внедрению ресурсо- и энергосберегающих технологий;

- устранение технических барьеров в торгово-экономическом и научно-техническом сотрудничестве, обеспечение конкурентоспособности белорусских товаров на мировом рынке, участие республики в международном разделении труда;

- обеспечение единства измерений;

- содействие повышению обороноспособности и мобилизационной готовности республики;

- содействие выполнению законодательства Республики Беларусь методами и средствами стандартизации.

Основными задачами стандартизации являются:

- установление оптимальных (в том числе обязательных) требований к качеству и номенклатуре продукции в интересах потребителя и государства;

- развитие унификации продукции;

- нормативное обеспечение межгосударственных и государственных социально-экономических и научно-технических программ и инфраструктурных комплексов (транспорт, связь, оборона, охрана окружающей среды, безопасность населения и т.д.);

- согласование и увязка показателей и характеристик продукции, ее элементов, комплектующих изделий, сырья и материалов;

- снижение материалоемкости и энергоемкости, применение прогрессивных технологий;

- установление метрологических норм, правил, положений и требований;

- установление требований к испытаниям, сертификации, контролю и оценке качества продукции;

- ведение и развитие систем классификации, и кодирование технико-экономической и социальной информации.

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ
к проведению практических
занятий**

1. ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ

1.1. Примеры решений типовых задач

Пример 1. Проведено 12 измерений емкости конденсатора, давших значения емкости, приведенные в табл. 1.1

Таблица 1.1

n	p				
	0,50	0,80	0,95	0,98	0,99
1	1,00	3,08	12,71	31,82	63,66
2	0,82	1,89	4,30	6,97	9,93
3	0,77	1,64	3,18	4,54	5,84
4	0,74	1,53	2,78	3,75	4,60
5	0,73	1,48	2,57	3,36	4,03
6	0,72	1,44	2,45	3,14	3,71
7	0,71	1,42	2,37	3,00	3,50
8	0,71	1,40	2,31	2,90	3,35
9	0,70	1,38	2,26	2,82	3,25
10	0,70	1,37	2,23	2,76	3,17
11	0,70	1,36	2,20	2,72	3,11
12	0,69	1,36	2,18	2,68	3,05
13	0,69	1,35	2,16	2,65	3,01
14	0,69	1,34	2,14	2,62	3,00
15	0,69	1,34	2,13	2,60	2,95
16	0,69	1,34	2,12	2,58	2,92
17	0,69	1,33	2,11	2,57	2,90
18	0,68	1,33	2,10	2,55	2,88
19	0,68	1,33	2,10	2,54	2,86
20	0,68	1,32	2,09	2,53	2,84
25	0,68	1,32	2,06	2,49	2,79
30	0,68	1,31	2,04	2,46	2,75
∞	0,67	1,28	1,96	2,33	2,58

$$\bar{C} = \frac{\sum C_i}{n} = 151,2 \text{ пФ}, \quad \sum (C_i - \bar{C})^2 = 9,5$$

$$\sigma_{\bar{C}} = \sqrt{\frac{\sum (C_i - \bar{C})^2}{(n-1)n}} = \sqrt{\frac{9,5}{(12-1)12}} = 0,27 \text{ пФ},$$

т.е. $\sigma_{\bar{C}} = 0,27 \text{ пФ}$.

Определим с доверительной вероятностью $p = 0,95$ интервал, в котором находится значение измеренной емкости. Для значений $n = 12$ и $p = 0,95$ в табл. 1.2 находим $t_n = 2,19$. Следовательно,

$$C = \bar{C}_n \pm t_n \sigma_{\bar{C}} = 151,2 \pm 2,18 \cdot 0,27 = 151 \pm 0,27 = 0,19 \text{ пФ.}$$

Таблица 1.2

Номер измерения	C_i , пФ	Погрешность $C_i - \bar{C}$	$(C_i - \bar{C})^2$
1	151,6	+0,4	0,16
2	151,8	+0,6	0,36
3	150,0	-1,2	1,44
4	151,6	+0,4	0,16
5	149,6	-0,6	0,36
6	152,0	+0,8	0,64
7	150,7	-0,5	0,25
8	151,8	+0,6	0,36
9	150,6	-0,6	0,36
10	151,5	+0,3	0,09
11	151,1	-0,1	0,01
12	151,9	+0,7	0,49

Решение.

Находим среднее арифметическое значение ряда измерений

$$C = \frac{\sum C_i}{n} = \frac{151,6 + 151,8 + 150,0 + 151,6 + 149,6 + 152,0 + 150,7 + 151,8 + 150,6 + 151,5 + 151,1 + 151,9}{12} = 151,2 \text{ пФ}$$

Определяем сумму квадратов отклонений от среднеарифметического значения

$$\begin{aligned} \sum (C_i - C)^2 &= (151,6 - 151,2)^2 + (151,8 - 151,2)^2 + (150 - 151,2)^2 + \\ &+ (151,6 - 151,2)^2 + (149,6 - 151,2)^2 + (152,0 - 151,2)^2 + (150,7 - 151,2)^2 + \\ &+ (151,8 - 151,2)^2 + (150,6 - 151,2)^2 + (151,5 - 151,2)^2 + (151,1 - 151,2)^2 + \\ &+ (151,9 - 151,2)^2 = 9,5 \text{ пФ} \end{aligned}$$

Находим среднеквадратическую погрешность среднего арифметического ряда измерений.

$$\delta_c = \frac{\delta}{\sqrt{n^2}} = \sqrt{\frac{\sum (C_i - C)^2}{(n-1)n}} = \sqrt{\frac{9,5}{(12-1)12}} = 0,27 \text{ пФ}$$

Пример 2. Вычислить систематическую и случайную погрешности определения величины x путем прямых измерений величин y , t , и z , находящихся с величиной x в следующей зависимости: $x = ay + bz + ct$.

Имеем

$$S_x \approx \frac{\partial x}{\partial y} s_y + \frac{\partial x}{\partial z} s_z + \frac{\partial x}{\partial t} s_t,$$

где s_y , s_z , s_t – систематические погрешности измерения величин y , z , t .

При определении производной $\partial x / \partial y$ величины z , t считаются постоянными аналогично другим производным. Поскольку величина x линейно зависит от y , z , t , производные $\partial x / \partial y = a$; $\partial x / \partial z = b$; $\partial x / \partial t = c$, и выражение для суммарной системной погрешности имеет вид $s_x = as_y + bs_z + cs_t$.

Среднеквадратическое значение случайной погрешности определим из соотношения

$$\sigma_x = \sqrt{a^2 \sigma_y^2 + b^2 \sigma_z^2 + c^2 \sigma_t^2},$$

где σ_y , σ_z , σ_t характеризуют случайные погрешности измерения величин y , z , t .

Пример 3. Производится косвенное изменение величины x путем изменения величины y . Функциональная связь между величинами: $x = \cos y$. Систематическая погрешность измерения y равна s_y , среднеквадратическое значение случайной погрешности равно σ_y . Определить случайную и систематическую погрешность измерения величины x .

Имеем

$$s_x \approx dx / dy s_y = \pm(\sin y) s_y.$$

Здесь частная производная заменена обычной, так как x является функцией одного аргумента y . Относительная систематическая погрешность определяется делением абсолютной погрешности на результат измерения

$$\delta_x = s_x / x = \frac{\sin y}{\cos y} s_y = \pm(\operatorname{tg} y) s_y.$$

Определим среднеквадратическое значение погрешности

$$\sigma_x = \sqrt{\left(\frac{dx}{dy}\right)^2} \sigma_y = \pm(\sin y) \sigma_y$$

1.2. Задачи

1. Приведено 14 измерений сопротивления резистора величиной 51 кОм; 50,90 кОм; 51,0 кОм; 51,15 кОм; 50,95 кОм; 51,05 кОм; 51,08 кОм; 51,10 кОм; 51,20 кОм; 51,07 кОм; 50,91 кОм; 50,93 кОм; 50,96 кОм; 51,12 кОм; 51,14 кОм.

Определить среднеквадратическую погрешность измерений.

2. Для данных примера 1 построить график плотности вероятности случайной погрешности для гауссова закона распределения.

3. Для данных примера 1 определить вероятность появления погрешности в интервале

$$-\frac{\delta_R}{3} \leq \Delta R \leq \frac{\delta_R}{3}.$$

4. Для данных примера 1 определить коэффициенты Стьюдента для $p = 0,8; 0,95; 0,99$.

5. Определить предельное значение основной относительной погрешности прибора для класса точности 0,2/0,05.

6. Чувствительность амперметра по току равна 10 дел/А. Определить цену деления прибора.

7. Вычислить систематическую и случайную погрешности определения величины x путем прямых измерений величин y , z и t , находящихся с величиной x в следующей зависимости

$$x = ay + bz + ct^2.$$

8. Измерение двух случайных величин характеризуется среднеквадратическими оценками: $\sigma_1 = 0,25$ и $\sigma_2 = 0,28$. Определить суммарную погрешность для коэффициентов корреляции $r = 0; 0,25; 0,5; 1,0$.

9. Определить доверительный интервал, в котором с вероятностью $p = 0,98$ находится измеренное значение сопротивления (пример 1).

10. Определить доверительный интервал, в котором с вероятностью $p = 0,5$ находится измеренное значение сопротивления (пример 1).

11. Определить доверительный интервал, в котором с вероятностью $p = 0,99$ находится измеренное значение сопротивления (пример 1).

12. Производится косвенное измерение величины x путем измерения величины y . Функциональная связь между величинами $x = \operatorname{tg}(y)$. Систематическая погрешность измерения y равна S_y , среднеквадратическое значение случайной погрешности равно σ_y . Определить систематическую и случайную погрешности измерения величины x .

13. Производится косвенное измерение величины x путем измерения величины y . Функциональная связь между величинами $x = y^2$.

Систематическая погрешность величины измерения y равна S_y , среднеквадратическое значение случайной погрешности равно σ_y . Определить систематическую и случайную погрешности измерений величины x .

14. Абсолютная погрешность вольтметра равна 0,10 В. Рабочая шкала прибора – 100 В. Определить класс точности прибора.

15. Абсолютная погрешность амперметра 0,05 А. Рабочая шкала прибора 5 А. Определить класс точности прибора.

2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ. АЦП И ЦАП. ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ

2.1. Примеры решения типовых задач

1. Для синусоидального напряжения $U(t) = U_m \sin(\omega t)$ определить среднеквадратическое, средневыпрямленное значения напряжения.

Решение.

Среднее значение синусоидального напряжения

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_m \sin(\omega t) dt = -\frac{U_m}{T} \cos(\omega t) \Big|_0^T = 0$$

Среднеквадратическое значение

$$\begin{aligned} U &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [u(t)]^2 dt} = \sqrt{\frac{U_m^2}{T \omega} \int_0^T \sin^2(\omega t) d(\omega t)} = \sqrt{\frac{U_m^2}{T \cdot \omega} \left[\frac{\omega t}{2} - \frac{\sin(\omega t) \cos(\omega t)}{2} \right] \Big|_0^T} = \\ &= \sqrt{\frac{U_m^2}{T \cdot \omega} \left[\frac{\omega T}{2} - \frac{\sin(\omega T) \cos(\omega T)}{2} \right]} = \sqrt{\frac{U_m^2}{T \cdot \omega} \left[\frac{\omega T}{2} - 0 \right]} = \sqrt{\frac{U_m^2}{2}} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \approx 0,707 U_m \end{aligned}$$

Средневыпрямленное значение

$$\begin{aligned} U_{св} &= \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt = \frac{2}{\omega T} \int_0^{\frac{T}{2}} U_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{2U_m}{\omega T} \int_0^{\frac{T}{2}} \sin(\omega t) d(\omega t) = \\ &= \frac{2U_m}{\omega T} \left[-\cos(\omega t) \right]_0^{\frac{T}{2}} = \frac{2U_m}{\omega T} (1 + 1) = \frac{2U_m}{\pi} \approx 0,637 U_m \end{aligned}$$

2. Определить коэффициенты формы и амплитуды для однополупериодного и двухполупериодного выпрямления для сигнала, приведенного в примере 1.

Решение.

Коэффициент формы при двухполупериодном выпрямлении

$$K_{\phi 2} = \frac{U}{U_{cp}} = \frac{0,707U_m}{0,637U_m} = 1,11$$

При однополупериодном выпрямлении среднее значение выпрямленного напряжения вдвое меньше, поэтому коэффициент формы вдвое больше

$$K_{\phi 1} = \frac{2U}{U_{cp}} = 2 \cdot 1,11 = 2,22.$$

Коэффициент амплитуды синусоидального напряжения

$$K_c = \frac{U_m}{U} = \frac{U_m}{0,707U_m} = 1,41.$$

3. Резисторы веса, использованные в структуре ЦАП, имеют номиналы $R \cdot 2N$ ($N = 3$).

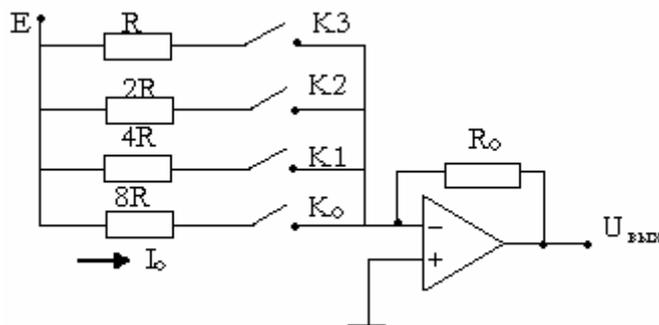


Рис. 2.1. ЦАП с резисторами веса

Определить выходное напряжение для комбинации $K_3K_2K_1K_0 = 0001$ (замкнут ключ K_0).

Решение.

$$I_0 = \frac{E}{8R} = -\frac{U_{вых}}{R_0} \Rightarrow U_{вых} = -E \frac{R_0}{8R} = -E \frac{R_0}{R} \cdot \frac{1}{8}$$

1.2. Задачи

1. Определить средневыходное и среднеквадратическое значение сигнала

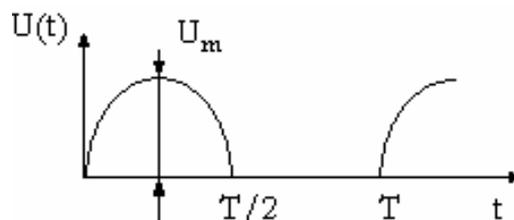


Рис. 2.2. Гармонический сигнал положительной полярности

2. Определить средневывпрямленное и среднеквадратическое значение сигнала

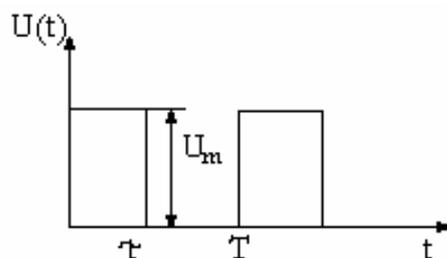


Рис. 2.3. Прямоугольный импульс

3. Определить средневывпрямленное и среднеквадратическое значение сигнала

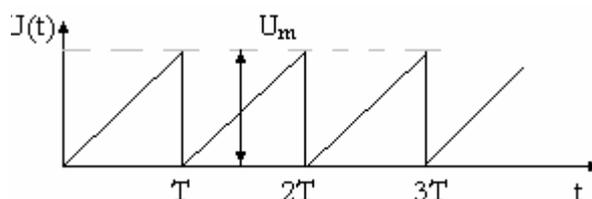


Рис. 2.4. Линейно-нарастающее напряжение

4. Определить средневывпрямленное и среднеквадратическое значение сигнала

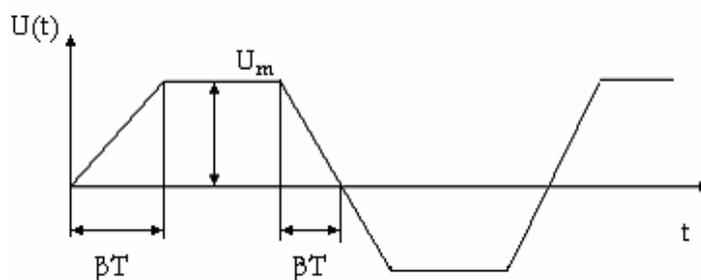


Рис. 2.5. Ограничение сигнала сверху и снизу

5. Определить средневывпрямленное и среднеквадратическое значение сигнала

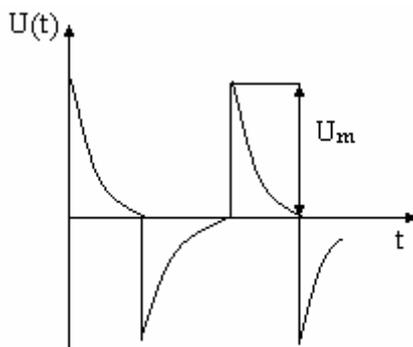


Рис. 2.6. Изменения сигнала по экспоненциальному закону $U(t) = U_m e^{\frac{-t}{\tau}}$

6. Определить коэффициенты формы и амплитуды для сигналов, приведенных в примерах 1, 2, 3.
7. Определить коэффициенты формы и амплитуды для сигналов, приведенных в примерах 4, 5.
8. Синусоидальное напряжение $U = 14 \sin(\omega t)$ подается на вольтметры средневыпрямленного значения с одно- и двухполупериодным выпрямителем амплитудного и среднеквадратического значения. Рассчитать градуированные коэффициенты для данных приборов для регистрации среднеквадратического значения.
9. Рассчитать сопротивление R и емкость C для пикового детектора, предназначенного для измерения напряжения частоты 100 кГц, чтобы относительная погрешность не превышала 1 %.
10. Производится измерение напряжения на делителе, состоящего из резисторов $R_1 = 10$ кОм и $R_2 = 100$ кОм. Выходное напряжение снимается с резистора R_2 и поступает на вход вольтметра с входным сопротивлением 1 МОм. Определить погрешность измерений за счет параллельного подключения входного сопротивления.
11. Входное сопротивление амплитудного детектора с закрытым входом равно 20 кОм. Сопротивление R , подключенное параллельно диоду, равно 50 кОм. Определить величину резистора фильтра $R\phi$, если емкость $C\phi = 0,1$ мкФ, а $f_H = 10$ кГц.
12. Частота следования счетных импульсов в АЦП равна 1 МГц. Определить относительную и абсолютную погрешности дискретности, связанной с квантованием интервала

$$T_x = 10 T_{c2}; \quad 15 T_{c2}; \quad 20 T_{c2}.$$

13. Перевести в двоичную систему счисления значения напряжения 112,4 мВ при образцовом напряжении

$$\Delta U_{\text{кв}} = 1 \text{ мВ}.$$

14. Перевести в двоичную систему счисления значения напряжения 83,1 мВ при образцовом напряжении:

$$\Delta U_{\text{кв}} = 1 \text{ мВ}.$$

15. Определить напряжение $U_{\text{вых}}$ для типового примера 3, при следующих комбинациях $K_3 K_2 K_1 K_0 = 0011$, $K_3 K_2 K_1 K_0 = 1111$, если $E = 10$ В, $\frac{R_0}{R} = 0,1$

3. ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ И МОЩНОСТИ. ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ

3.1. Примеры решения типовых задач

1. Определить значение добавочного резистора для измерения постоянного напряжения 50 В микроамперметром с внутренним сопротивлением 400 Ом и пределом измерений 500 мкА.

Решение.

$$R_{доб} = \frac{U_{изм}}{I_{пр}} - R_{пр} = \frac{50}{500 \cdot 10^{-6}} - 400 = 99,6 \text{ кОм}.$$

2. Коэффициент передачи разностного сигнала операционного усилителя $K_p = 50$. Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{ос.сф} = 10^5$. Напряжения на входах усилителя равны соответственно $U_{вх1} = 1,01$ В и $U_{вх2} = 0,99$ В. Определить выходное напряжение и его погрешность.

Решение.

$$\begin{aligned} U_{вых12} &= K_p \left[(U_{вх1} - U_{вх2}) \pm (U_{вх1} + U_{вх2}) / 2K_{ос.сф} \right] = \\ &= 50(0,02 \pm 2 / 2 \cdot 10^5) = 1 \text{ В} \pm 0,5 \text{ мВ} \end{aligned}$$

В данном случае погрешность составляет 0,05 %. Если взять $K_{ос.сф} = 100$, то погрешность составит 50 %.

3. Определить среднее значение мощности за период повторения импульсов с амплитудными значениями напряжения и тока 20 В и 0,5 А длительностью $\tau = 0,5$ мкс и периодом повторения 2,5 мкс.

Решение.

Находим импульсную мощность

$$P_u = \frac{U_m \cdot I_m}{2} = \frac{200 \cdot 0,5}{2} = 50 \text{ Вт}$$

Среднее значение мощности за период

$$P = P_u \cdot \frac{\tau}{T} = 50 \cdot \frac{0,5}{2,5} = 10 \text{ Вт}$$

3.2. Задачи

1. Определить значение добавочных резисторов для измерения постоянных напряжений 10 В, 50 В, 100 В миллиамперметром с внутренним сопротивлением 200 Ом и пределом измерений 100 мА.

2. Суммарный коэффициент передачи вольтметра среднеквадратического значения с термообразователем $K = K_{унт} \cdot K_{мл} = 1000$. Значение измеренного напряжения $U_x = 1$ мВ. Выходное напряжение $U_{вых} = 0,97$ В. Определить относительную погрешность преобразования.

3. Напряжение $U_x = 0,5$ В измеряется вольтметром, основанным на компенсационном методе измерений. Отношение сопротивления резистора к сопротивлению установленного резистора $R_{изм}/R_{уст} = 5$. Определить значение напряжения источника постоянного тока компенсатора.

4. Измерение напряжения осуществляется по схеме двухполупериодного выпрямления (рис. 3.1). Выходное напряжение $U_{вых} = 1$ В. Сопротивление $R_3 = 100$ Ом, $R_1 = R_2 = R = 1$ кОм. Коэффициент формы $K_\phi = 1,11$. Определить значение входного напряжения U_x .

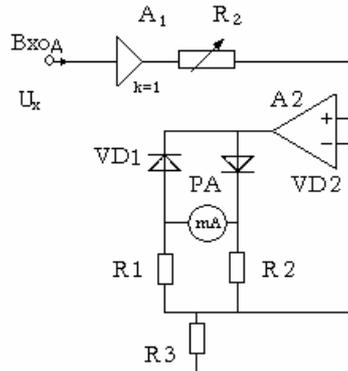


Рис. 3.1. Вольтметр двухполупериодного выпрямления

5. Коэффициент передачи разностного сигнала операционного усилителя $K_\phi = 100$. Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{oc.c\phi} = 10^5$. Напряжение на входах усилителя равны соответственно $U_{вх1} = 0,57$ В и $U_{вх2} = 0,51$ В. Определить входное напряжение и его погрешность.

6. Входное сопротивление полупроводникового детектора при измерении переменного напряжения $U_m = 1$ В $R_{вх} = 5$ кОм. Определить амплитуду тока первой гармоники и угол отсечки.

7. Величина сопротивления, шунтирующего конденсатор в схеме амплитудного полупроводникового детектора, равна 20 кОм. Сопротивление открытого диода $r_\phi = 40$ Ом. Величина постоянной составляющей напряжения $U_0 = 0,5$ В. Определить величину амплитуды напряжения, поданного на вход детектора.

8. Определить погрешность измерения выходного напряжения дифференциального усилителя (рис. 3.2), если $R_1 = R_3 = 1$ кОм, $R_2 = R_4 = 100$ кОм, напряжения смещения $e_{см} = 3$ мВ. Значения входных токов операционного усилителя равны соответственно $i_+ = 0,1$ мкА, $i_- = 0,095$ мкА.

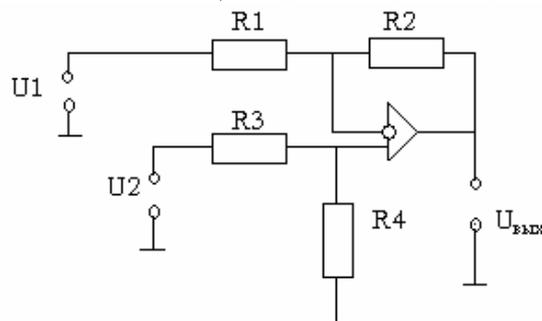


Рис. 3.2. Дифференциальный усилитель

9. В электрической цепи выделяется мощность электрического сигнала, представляющего собой сумму гармонических составляющих. Среднеквадратическое значение напряжения и тока определяется следующими выражениями

$$U_n = \frac{10}{n} \text{ [В]}, \quad I_n = \frac{0,2}{n} \text{ [А]}, \quad n = 4.$$

Фазовый сдвиг между напряжением и током равен $\varphi_n = \frac{10^\circ}{n}$. Посто-

янные составляющие напряжения и тока равны $U_0 = 20 \text{ В}$, $I_0 = 2 \text{ А}$. Определить активную мощность сигнала.

10. Производится измерение уровня мощности СВЧ-сигнала ваттметром поглощаемой мощности. Значение $P_{\text{нод}} = 0,1 \text{ Вт}$. Коэффициент преобразования ваттметра $\eta = 0,9$. Оценить погрешность измерения мощности при коэффициентах стоячей волны со стороны генератора и нагрузки, равных соответственно $KCB_\zeta = 1,1$ и $KCB_n = 1,2$ по сравнению с согласованным режимом работы.

11. Определить мощность СВЧ-сигнала, измеренную терморезисторной головкой с сопротивлением $R_m = 200 \text{ Ом}$, если величины токов при отсутствии колебаний СВЧ и при подаче уровня измеряемой мощности равны соответственно $I_0 = 1 \text{ мА}$ и $I_1 = 0,85 \text{ мА}$.

12. Оценить среднеквадратическую относительную погрешность измерения импульсной мощности косвенным методом, если среднеквадратические относительные погрешности измерений средней мощности длительности импульса и частоты их следования составляют соответственно $\delta_{Pcp} = 0,05$, $\delta_\tau = 0,03$, $\delta_{Fc} = 0,08$.

13. В отсутствии стоячих волн кпд линии передачи $\eta_0 = 0,9$. Определить кпд и мощность, поступающую в нагрузку, коэффициент отражения от которой $K_{\text{отр}} = 0,2$, а мощность на входе линии $P_{\text{вх}} = 10 \text{ Вт}$. Оценить погрешность измерения мощности по сравнению с согласованным режимом.

14. В согласованном режиме кпд линии передачи $\eta_0 = 0,5$. При подключении нагрузки $KCB = 10$. Определить кпд линии передачи.

15. Определить мощность СВЧ-сигнала, измеряемого калориметрическим ваттметром, в котором расход воды составляет $3 \text{ см}^3/\text{с}$, а разность температур на входе и выходе $\Delta T = 10^\circ$.

4. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ И ИНТЕРВАЛОВ ВРЕМЕНИ. ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ

4.1. Примеры решения типовых задач

1. Определить частоту сигнала, поданного на вход X осциллографа, если частота, поданная на вход Y $f_y = 20$ кГц, а число пересечений фигуры Лиссажу с вертикальной осью $n_y = 3$ и с горизонтальной осью $n_x = 3$.

Решение.

Из правила Лиссажу следует $f_x \cdot n_x = f_y n_y$, т. е. $f_x = \frac{f_y \cdot n_y}{n_x} = \frac{20 \cdot 3}{2} = 30$ кГц

2. Определить значение измеренной частоты прибором, основанным на мостовом методе измерений (рис. 4.1), если $R_2 = R_4 = R = 100$ Ом, $C_2 = C_4 = C = 0,5$ мкФ.

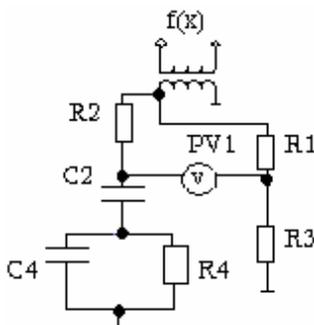


Рис. 4.1. Частотомер, построенный по мостовой схеме

Решение.

Условия равновесия моста

$$R_1 \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_4} + j\omega C_4} = R_3 \left(R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right)$$

При $R_2 = R_4 = R$, $C_2 = C_4 = C$ получаем

$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_4} + \frac{C_4}{C_2} = 2 \quad \text{или} \quad \omega RC - \frac{1}{\omega CR} = 0.$$

Откуда $\omega = \frac{1}{RC}$ или $f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 0,05 \cdot 10^{-6}} = 31,83$ кГц

3. Определить минимальную частоту, измеряемую электронным частотомером при допустимой погрешности 0,1 % и временном интервале $T_0 = 1$ с.

Решение.

$$f_{\min} = \frac{100}{T_0 \cdot \delta_n} = \frac{100}{1 \cdot 0,1} = 1000 \text{ Гц}$$

4.2. Задачи

1. Определить частоту сигнала, измеренную конденсаторным частотомером, если величина тока, протекающего через конденсатор емкостью $C = 0,05$ мкФ, составляет $I_{cp} = 0,1$ мА, а разность потенциалов на конденсаторе за один такт переключения составляет $\Delta U = 0,5$ В.
2. Определить погрешность измерения частоты резонансным частотомером, если добротность резонатора равна 1000, 2000, 10000.
3. Определить номер гармоники n частоты генератора гетеродинного частотомера, если частота кварцевого генератора $f_{кв} = 1$ МГц, измерение осуществляется на первой гармонике кварцевого генератора, значение частоты генератора $f_2 = 100$ кГц.
4. Определить максимальную абсолютную погрешность измерения частоты $f_0 = 5$ МГц, если относительная нестабильность частоты кварцевого генератора $\sigma f_{кв} = 0,1$ %, с временным интервалом измерения $T_0 = 1$ с; 0,1 с; 0,01 с.
5. Определить значение измеряемой частоты, если за время $T_0 = 1$ с; 0,1 с; 0,01 с на счетчик проходит 1000 импульсов.
6. Определить предел допускаемой абсолютной погрешности электронно-счетного частотомера, если значение измеряемой частоты $f_x = 3,5$ МГц, относительная нестабильность частоты кварцевого генератора $\sigma f_{кв} = 0,1$ %, интервал измерения $T_0 = 0,1$ с; 0,01 с; 0,001 с.
7. Определить предел допускаемой относительной погрешности, если относительная нестабильность частоты кварцевого генератора $\sigma f_{кв} = 0,1$ % и за временной интервал сосчитано 100, 1000, 10000 импульсов.
8. Определить период сигнала, если частота кварцевого генератора $f_{кв} = 1$ МГц, а число счетных импульсов $N = 100, 1000$.
9. Определить погрешность преобразования электронно-счетного частотомера, если соотношение сигнал-шум составляет 30 дБ, 40 дБ, 50 дБ.
10. Определить погрешность преобразования электронно-счетного частотомера, если соотношение сигнал – шум составляет 20 дБ, 40 дБ, 60 дБ и осуществляется измерение 5, 10, 15 периодов.
11. Определить предел допускаемой относительной погрешности измерения периода, если $\sigma f_{кв} = 0,1$ %, $\sigma f_{on} = 0,05$ %, и $N = 10, 100, 1000$ импульсов.
12. Произведено измерение 10 периодов сигнала. Отношение сигнал – шум составляет 20 дБ, 40 дБ, 60 дБ. Определить среднеквадратическую относительную погрешность запуска.
13. Предел относительной допускаемой погрешности измерения периода составляет 0,1 %. Определить число импульсов, если $\sigma f_{кв} = 0,1$ %, $\sigma f_{on} = 0,02$ %.
14. Определить среднеквадратическую относительную погрешность запуска электронно-счетного частотомера, если среднеквадратическое значение помехи $U_{ПOM} = 0,05$ В, а значение амплитуды сигнала $U_n = 1$ В.
15. Определить значение измеряемой частоты гетеродинным переносчиком, если значение промежуточной частоты $f_{ПЧ} = 465$ кГц, образцовый генератор частоты 1 МГц работает на пятой, десятой, двадцатой гармониках.

5. ИЗМЕРЕНИЕ РАЗНОСТИ ФАЗ. ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ

5.1. Примеры решения типовых задач

1. Определить фазовый сдвиг между двумя сигналами и их амплитуду, если амплитуда суммарного сигнала $A = 10$ В, а амплитуда разностного сигнала $B = 7$ В.

Решение.

Фазовый сдвиг определяется из формулы

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = \frac{B}{A} = \frac{7}{10} = 0,7$$

Откуда

$$\varphi = \operatorname{arctg} 0,7 = 1,22 \text{ рад}$$

Амплитуда суммарного колебания

$$A = 2U_M \cos \frac{\varphi}{2}, \text{ следовательно } U_M = \frac{A}{2 \cos \frac{\varphi}{2}} = \frac{10}{2 \cos \frac{1,22}{2}} = 6,1 \text{ В}$$

2. Определить значение фазового сдвига по экрану осциллографа, если величины малой и большой осей эллипса равны соответственно $a = 1$ см, $b = 2$ см, а значение $U_x = 1,8$ В, $U_y = 2,5$ В.

Решение.

$$\sin \varphi = \frac{ab}{U_x U_y},$$

следовательно

$$\varphi = \operatorname{arcsin} \frac{ab}{U_x U_y} = \operatorname{arcsin} \frac{1 \cdot 2}{1,8 \cdot 2,5} = 0,59 \text{ рад}$$

3. Определить погрешность цифрового фазометра, если измеряемая частота $f_x = 90$ Гц, а период временного интервала $T_y = 10$ с.

Решение.

$$\sigma_\varphi = \frac{90^\circ}{f_x T_y} = \frac{90^\circ}{90 \cdot 10} = 0,1^\circ$$

5.2. Задачи

1. Определить фазовый сдвиг сигнала на выходе дифференцирующей цепочки на частоте 10 кГц, 100 кГц, 1 МГц для следующих параметров цепи: $R = 1$ кОм, $C = 0,1$ мкФ.

2. Определить фазовый сдвиг сигнала на выходе интегрирующей цепочки на частоте 10 кГц, 100 кГц, 1 МГц для следующих параметров цепи: $R = 10$ кОм, $C = 1$ мкФ.

3. Амплитуда суммарного колебания $A = 4$ В, а амплитуда разностного сигнала $B = 2$ В. Определить фазовый сдвиг сигналов.
4. Определить погрешность цифрового фазометра, если измеренная частота $f_x = 100$ кГц, а период временного интервала $T_{\text{ц}} = 1$ с.
5. Определить предел абсолютно допускаемой погрешности цифрового фазометра, если относительная нестабильность частоты кварцевого генератора $\sigma f_{\text{кв}} = 0,1$ %, измеряемый интервал $\Delta t = 0,1$ мкс, период следования сигналов импульсов $T_{\text{ци}} = 10$ мкс.
6. Определить предел допустимой относительной погрешности цифрового фазометра, если относительная нестабильность частоты кварцевого генератора $\sigma f_{\text{кв}} = 0,1$ %, погрешность запуска прибора $\sigma f_{\text{зан}} = 0,1$ %, число счетных импульсов $N = 100$.
7. Показание магнитоэлектрического прибора фазометра, основанного на преобразовании фазового сдвига во временной интервал, равно $\alpha = 60^\circ$. Определить фазовый сдвиг между сигналами, если амплитуда тока $I_m = 100$ мА.
8. Число импульсов в пачке $n_x = 100$. Определить фазовый сдвиг сигналов, измеренных цифровым фазометром, если опорная частота $f_0 = 1$ МГц, а измеряемая частота $f_x = 10$ МГц.
9. Число импульсов в пачке $n_x = 1000$. Определить фазовый сдвиг сигналов, измеренных цифровым фазометром, если опорная частота $f_0 = 1$ МГц, а период измеряемого сигнала $0,1$ мкс.
10. Определить разрешающую способность фазометра, если фазовый сдвиг при частоте измерения $2,78$ МГц равен 1° .
11. Определить фазовый сдвиг, измеряемый цифровым фазометром, если число импульсов, фиксируемое реверсивным счетчиком $A_n = 100$, а масштабное число $Q = 10^P$, где $P = 1, 2, 5, 10$.
12. Определить предел допускаемой относительной погрешности электронно-счетного фазометра, если относительная нестабильность частоты кварцевого генератора $\sigma f_{\text{кв}} = 0,05$ %, погрешность запуска прибора $\sigma f_{\text{зан}} = 0,1$ %, число счетных импульсов $N = 500$.
13. Определить погрешность запуска электронно-счетного фазометра при отношении сигнал/помеха $h = 20$ дБ, 30 дБ, 40 дБ.
14. Определить коэффициент деления частоты электронно-счетного фазометра, если общее число импульсов, поступающих на счетчик, $N = 100$, а измеренный фазовый сдвиг $\varphi_x = 10^\circ$.
15. Определить минимальный интервал времени, измеряемый электронно-счетным фазометром, если быстродействие счетчика $\delta = 100$ МГц, а погрешность дискретности $\delta_{\text{дон}} \leq 1$ %.

6. АНАЛИЗ СПЕКТРОВ. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МОДУЛИРОВАННЫХ КОЛЕБАНИЙ И НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ. ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ

6.1. Примеры решения типовых задач

1. Определить спектр прямоугольного импульса (рис. 6.1)

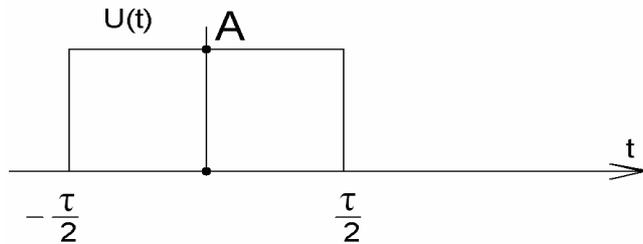


Рис. 6.1. Прямоугольный импульс

Решение.

Прямоугольный импульс описывается функцией времени

$$U(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } |t| > \frac{\tau}{2} \\ A & \text{при } -\frac{\tau}{2} \leq t \leq \frac{\tau}{2} \end{cases}$$

Спектр прямоугольного импульса

$$U(f) = \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} A e^{-j\omega t} dt = A\tau \frac{\sin \pi\tau f}{\pi\tau f}$$

2. Определить максимальную, минимальную и среднюю мощности АМ-сигнала, если коэффициент модуляции $m = 0,5$, а $P_{\text{НЕС}} = 10$ Вт.

Решение.

Максимальная мощность

$$P_{\text{max}} = (1 + m)^2 \quad P_{\text{нес}} = (1 + 0,5)^2 \cdot 10 = 22,5 \text{ Вт}$$

Минимальная мощность

$$P_{\text{min}} = (1 - m)^2 \quad P_{\text{нес}} = (1 - 0,5)^2 \cdot 10 = 2,5 \text{ Вт}$$

Средняя мощность

$$P_{\text{cp}} = \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) \quad P_{\text{нес}} = \left(1 + \frac{0,5^2}{2}\right) \cdot 10 = 11,25 \text{ Вт}$$

3. Сумма квадратов амплитуд высших гармоник равна $0,1 \text{ В}^2$. Амплитуда первой гармоники $U_1 = 5 \text{ В}$. Определить коэффициент гармоник.

Решение.

$$K_2 = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \cdot 100 = \frac{\sqrt{0,1}}{5} \cdot 100 = 6,32 \%$$

6.2. Задачи

1. Определить спектр колоколообразного импульса $U(t) = Ae^{-B^2t^2}$.
2. Определить спектр сигнала $U_2(t) = U_1(at)$.
3. Определить спектр сигнала $U(t) = a_1U_1(t) + a_2U_2(t) + \dots + a_nU_n(t)$.
4. Определить спектр свертки двух сигналов $U(t) = \int_{-\infty}^{\infty} U_1(\tau)U_2(t - \tau)d\tau$.
5. Определить спектр сигнала при дифференцировании и интегрировании.
6. Оценить погрешность модулометра С2-11, для которого основная относительная погрешность равна $(2 \cdot 10^{-2}m + 3) \%$, если максимальное отклонение напряжения от среднего $\Delta U = 0,5$ В, а среднее значение напряжения $U = 1$ В.
7. Определить индекс модуляции, если несущая частота $f_0 = 60$ МГц, девиация частоты $\Delta f_m = 50$ кГц, а модулирующая частота $F = 50$ кГц.
8. Несущая частота при амплитуде модуляции $f_0 = 100$ кГц, частота модуляции $F = 20$ кГц. Определить ширину спектра АМ-сигнала.
9. Индекс частотной модуляции $\psi_m = 0,5$, модулирующая частота $F = 5$ кГц. Определить ширину спектра ЧМ-сигнала.
10. Девиация частоты $\Delta f = 50$ кГц, модулирующая частота $F = 5$ кГц, индекс модуляции $\psi_m = 10$. Определить ширину спектра ЧМ-сигнала.
11. Определить ширину спектра ЧМ-сигнала, если индекс модуляции $\psi_m = 5$, а модулирующая частота $F = 100$ кГц.
12. Девиация частоты $\Delta f = 1$ МГц. Модулирующая частота $F = 100$ кГц, индекс модуляции $\psi_m = 5$. Определить ширину спектра ЧМ-сигнала.
13. Определить погрешность девиометра СЗ-2А, для которого основная погрешность равна $(2 \cdot 10^{-1} \psi_m + 5) \%$, если девиация частоты $\Delta f_m = 10$ кГц, а частота модуляции $F = 5$ кГц.
14. Определить необходимую ширину полосы пропускания усилителя промежуточной частоты, если девиация частоты $\Delta f_m = 50$ кГц, индекс модуляции $\psi_m = 10$, коэффициент гармоник $K_2 = 2 \%$, число резонансных контуров $n = 3$.
15. Определить коэффициент нелинейных искажений сигнала, если сумма квадратов амплитуд гармоник равна 0,05 В, амплитуда первой гармоники $U_1 = 1,5$ В.

7. ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

7.1. Примеры решения типовых задач

1. Определить относительную систематическую погрешность для нормированной величины уровня анализа $X_H = 3$, если плотность вероятности $\varphi(X_H) = 0,00443$, а ее вторая производная $\varphi''(X_H) = 0,03515$. Величина дифференциального коридора $\Delta X_H = 0,5$.

Решение.

$$S \approx \frac{(\Delta X_H)^2}{24} \cdot \frac{\varphi''(X_H)}{\varphi(X_H)} = \frac{0,5^2}{24} \cdot \frac{0,03515}{0,00443} = 8,34 \cdot 10^{-2}$$

2. Определить относительную среднеквадратическую случайную погрешность измерения плотности распределения вероятностей некоррелированными выборками, если число выборок $N = 10$, $p(x) = 0,35$, ширина дифференциального коридора $\Delta x = 0,5$.

Решение.

$$\sigma_p^2 = \frac{1}{N} \cdot \frac{1 - p(x)\Delta x}{p(x)\Delta x} = \frac{1}{10} \cdot \frac{1 - 0,5 \cdot 0,5}{0,5 \cdot 0,5} = 0,3$$

3. Определить дисперсию оценки среднего значения, если дисперсия исследуемого процесса $Dx = 0,5$, а количество выборок $N = 10$.

Решение.

$$D[m_X^*] = \frac{Dx}{N} = \frac{0,5}{10} = 0,05$$

7.2. Задачи

1. Определить оценку математического ожидания стационарного процесса при использовании в качестве усреднителя коммутируемой RC-цепочки.

2. Определить относительную среднеквадратическую погрешность измерения математического ожидания $m_x = 0,7$, если дисперсия оценки математического ожидания $D[m_x^*] = 0,5$.

3. Определить оценку математического ожидания случайного процесса, если за 10 выборок в счетчике накапливается число $B = 100$.

4. Определить относительную среднеквадратическую погрешность при усреднении интегратором, если среднеквадратическое отклонение случайного процесса $\sigma_x = 0,7$, математическое ожидание $m = 0,7$, а нормированная продолжительность интегрирования $\theta = 1,1$.

5. Определить относительную среднеквадратическую погрешность при усреднении фильтром нижних частот, если отношение интервала корреля-

ции исходного процесса к постоянной времени фильтра $\eta = 0,8$, а коэффициент изменчивости случайного процесса $\chi_x = 0,7$.

6. Найти корреляционную функцию гармонического колебания $U(t) = U_m \cos(\omega t + \varphi_0)$ и определить дисперсию оценки математического ожидания за 10 выборок.

7. Найти корреляционную функцию для прямоугольного импульса и определить дисперсию оценки математического ожидания за 15 выборок.

8. Определить для данных задачи 6 дисперсию оценки среднего значения.

9. Определить для данных задачи 7 дисперсию оценки среднего значения.

10. Определить относительную среднеквадратическую случайную погрешность измерения среднего значения некоррелированными выборками, если количество выборок $N = 20$, а коэффициент изменчивости случайного процесса $\chi_x = 0,7$.

11. Определить корреляционную функцию стационарного случайного процесса, используя в качестве базисных функций функции Лагерра, Хааре для трех членов ряда.

12. Определить корреляционную функцию стационарного случайного процесса, используя в качестве базисных функции Уолша, Чебышева для трех членов ряда.

13. Определить корреляционную функцию стационарного случайного процесса, используя в качестве базисных функции Эрмита, Лежандра для трех членов ряда.

14. Определить относительную среднеквадратическую погрешность измерения функции корреляции вида «значение – значение» дискретным методом перемножения при некоррелированных парных выборках для нормального стационарного процесса, характеризуемого нормированной функцией корреляции $\rho_X(kT_0) = e^{-k^2 \gamma^2 T_0^2}$, если число пар некоррелированных выборок $N = 10$, интервал сдвига между выборками $kT_0 = 0,5$, а $\gamma = 0,3$.

15. Определить относительную полосу пропускания анализирующего фильтра при усреднении с помощью ФНЧ, если $d = 1$, $\alpha = 0,5$, а отклонение

$$\frac{G_x(f)}{G_x''(f)} = \frac{1}{2}$$

8. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЦЕПЕЙ. ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ

8.1. Примеры решения типовых задач

1. Определить значение сопротивления R_4 (рис. 8.1) при балансе моста, если $R_2 = 1$ кОм, $R_3 = 5$ кОм. Измерения осуществляются на постоянном токе.

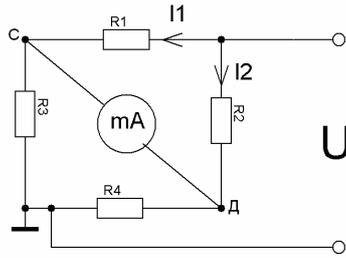


Рис. 8.1. Мостовая схема измерения сопротивлений

Решение.

При балансе моста ток через амперметр равен нулю, это означает, что $U_c = U_d$. Напряжение на сопротивлении R3 равно в момент баланса напряжению на сопротивлении R4, т. е. $I_1 R_3 = I_2 R_4$. Значения токов

$$I_1 = \frac{U}{R_1 + R_3} \quad I_2 = \frac{U}{R_2 + R_4}$$

Окончательно уравнение баланса моста $R_2 R_3 = R_1 R_4$, откуда

$$R_4 = \frac{R_2 R_3}{R_1} = \frac{1 \cdot 5}{2,5} = 2 \text{ кОм}$$

2. Определить добротность последовательного колебательного контура, если ток в момент резонанса $I_0 = 10 \text{ мА}$, напряжение на конденсаторе $U_{CO} = 5 \text{ В}$, а частота контура $f_0 = 1 \text{ МГц}$, сопротивление потерь $r_k = 5 \text{ Ом}$

Решение.

$$I_0 = U_{CO} 2\pi f_0 C_0 \Rightarrow C_0 = \frac{I_0}{U_{CO} 2\pi f_0} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 2\pi \cdot 1 \cdot 10^6} = 3,18 \cdot 10^{-10} \text{ Ф}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C_0}} \Rightarrow L_0 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_0} = \frac{1}{(1 \cdot 10^6 \cdot 2\pi)^2 \cdot 3,18 \cdot 10^{-10}} = 7,97 \cdot 10^{-5} \text{ Гн}$$

$$\rho = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \sqrt{\frac{7,97 \cdot 10^{-5}}{3,18 \cdot 10^{-10}}} = 500,63 \text{ Ом}$$

$$Q = \frac{\rho}{r_k} = \frac{500,63}{5} = 100,13$$

3. Определить погрешность измерения сопротивления $R_x = 100 \text{ Ом}$ методом вольтметра-амперметра, если $R_v = 1 \text{ МОм}$.

Решение.

$$\rho = \frac{R_x}{R_x + R_v} \cdot 100 = \frac{100}{100 + 10^6} \cdot 100 = 0,001 \%$$

8.2. Задачи

1. Определить погрешность измерения сопротивления $R_x = 1 \text{ кОм}$ омметром с классом точности 1,0, если $R_{ом} = 100 \text{ Ом}$.

2. Определить индуктивность катушки, если модель ее полного сопротивления на частоте $f = 1$ МГц равен 100 Ом, а сопротивление катушки $R_L = 5$ Ом.
3. Общая индуктивность при согласном включении двух катушек $L_0 = 10$ мкГн, а при встречном включении общая индуктивность $L_B = 18$ мкГн. Определить взаимную индуктивность.
4. Определить активное сопротивление контура, если образцовое сопротивление $R_{обр} = 10$ Ом, а показания вольтметра при резонансе $U_1 = 2$ В, а при включении в контуре образцового резистора $U_2 = 1$ В.
5. Определить чувствительность мостовой схемы (рис. 8.1), если при изменении сопротивления одного из плеч моста на $\Delta R = 100$ Ом напряжение в измерительной диагонали изменилось на величину $\Delta U = 0,3$ В.
6. Оценить абсолютное отклонение величины сопротивления R_4 (рис. 8.1) при резонансе моста, если величина тока резонанса $I = 0,1$ А, напряжение питания моста $U = 5$ В, сопротивление измерительного прибора $R_H = 100$ Ом, $R_1 = 1$ кОм, $R_2 = 2$ кОм, $R_3 = 2$ кОм, $R_4 = 4$ кОм.
7. Определить активное сопротивление катушки индуктивности, измеренное мостовой схемой, если $L_x = 1$ мкГн, $C_1 = 1$ нФ, $R_g = 10$ Ом, $R_1 = 200$ Ом.
8. Определить сопротивление потерь катушки индуктивности, если частота последовательного колебательного контура $f = 1$ МГц, значение образцового конденсатора $C_0 = 1$ нФ, а добротность контура $Q = 100$.
9. Определить тангенс диэлектрических потерь конденсатора и погрешность его определения, если $C_{обр1} = 1,5$ нФ, $C_{обр2} = 1$ нФ, $Q_1 = 50$, $Q_2 = 30$. Погрешность измерения добротности составляет $\sigma Q_1 = 0,5$ %, $\sigma Q_2 = 0,7$ %.
10. Определить погрешность измерения частоты косвенным методом, если погрешности измерения индуктивности и емкости равны $\sigma L = 0,5$ %, $\sigma C = 0,2$ %.
11. При двукратных измерениях исследуемой катушки на частотах $f_1 = 1$ МГц и $f_2 = 1,5$ МГц, значения образцовых конденсаторов $C_{обр1} = 1$ нФ, $C_{обр2} = 0,1$ нФ. Определить собственную емкость и индуктивность катушки.
12. Определить сопротивление резистора, измеряемого методом преобразования его во временной интервал, если число импульсов, подсчитанных счетчиком, $N = 20$, период следования импульсов $T_K = 0,1$ мкс, образцовый конденсатор $C = 0,1$ нФ.
13. Определить добротность контура, измеряемую косвенным методом, если относительный уровень $A = 0,707$, резонансная частота $f_0 = 1$ МГц, полоса пропускания $\Delta f = 10$ МГц.
14. Определить добротность контура, измеряемую цифровым куметром, если логарифмический декремент затухания $\theta = 1000$ рад/с, а время измерения $t_x = 1$ мкс.
15. В момент $t = 0$ в колебательном контуре возникают затухающие колебания по закону $u(t) = 10e^{-50t} \cos(2\pi \cdot 10^6 t)$. Определить момент времени t_x , когда значение огибающей данного колебания будет равно амплитуде постоянного напряжения $u_2 = 10e^{-\pi}$, подаваемого на вход устройства сравнения.

9. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЦЕПЕЙ СВЧ. ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ

9.1. Примеры решения типовых задач

1. Определить длину основной волны в прямоугольном волноводе, если длина волны в свободном пространстве $\lambda_0 = 3$ см, а $\lambda_{кр}^{H_{10}} = 4,6$ см.

Решение.

$$\lambda_B = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}}\right)^2}} = \frac{3}{\sqrt{1 - \left(\frac{3}{4,6}\right)^2}} = 3,96 \text{ см.}$$

2. Определить входное сопротивление короткозамкнутой линии передачи с волновым сопротивлением 50 Ом длиной 10 см на частоте 3 ГГц.

Решение.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{3 \cdot 10^9} = 10 \text{ см.}$$

$$Z_{вх} = jZ_0 \operatorname{tg} kl = jZ_0 \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda} \cdot l = j50 \cdot \operatorname{tg} \frac{2\pi}{10} \cdot 10 = 0$$

3. Волновое сопротивление тракта $Z_0 = 50$ Ом. Длина волны в волноводе $\lambda_0 = 40$ мм. Смещение ближайшего минимума $\Delta l = 18$ мм. Коэффициент бегущей волны КБВ = 0,5. Определить сопротивление нагрузки.

Решение.

$$\frac{\Delta l}{\lambda_0} = \frac{18}{40} = 0,45.$$

По круговой диаграмме сопротивлений, соединив точку $\frac{\Delta l}{\lambda_0} = 0,45$ прямой с

центром диаграммы, получаем точку А в месте пересечения с КБВ = 0,5.

По диаграмме определяем в точке значение $R/Z_0 = 0,55$ и $X/Z_0 = 0,24$

Определяем сопротивление нагрузки

$$Z_H = \left(\frac{R}{Z_0} - j\frac{X}{Z_0}\right) \cdot Z_0 = (0,55 - j0,24)50 = (27,5 - j12) \text{ Ом.}$$

9.2. Задачи

1. Определить волновое сопротивление коаксиальной линии, у которой $D/d = 3,6$, а диэлектрическая проницаемость диэлектрика $\epsilon = 2,2$.

2. Значения λ_0 , Δl , КБВ измерены с помощью измерительной линии. Определить Z_H/Z_0 , если $\lambda_0 = 4$ см, $\Delta l = 0,04$ см, КБВ = 0,5.

3. Определить сопротивление нагрузки, если $Z_g = 50$ Ом, КСВ = 1,2, длина волны в линии передачи $\lambda = 4$ см, смещение ближайшего минимума $\Delta l = 0,4$ см.
4. Оценить погрешность измерения сопротивления нагрузки примера 3, если погрешность измерения КСВ составляет $\sigma_{КСВ} = 0,5$ %, погрешность измерения длины волны $\sigma_\lambda = 0,7$ % и погрешность измерения смещения составляет $\sigma_{см} = 0,3$ %.
5. Определить входное сопротивление разомкнутой линии передачи длиной 5 см с волновым сопротивлением 50 Ом на частотах $f = 3$ ГГц; 5 ГГц; 10 ГГц.
6. КБВ в линии передачи равен 0,6. Определить коэффициент отражения.
7. Определить волновое сопротивление линии передачи с параметрами: $R = 5$ Ом, $L = 5$ мкГн, $G = 0,5$ См, $C = 5$ нФ на частоте $f = 10$ ГГц. Оценить погрешность измерения, если пренебречь величинами R и G .
8. Показания индикатора в минимуме и максимуме напряженности поля равны соответственно $A_{min} = 1,5$; $A_{max} = 5$. Определить КБВ в линии передачи при квадратичной характеристике детектора.
9. Волновое сопротивление линии передачи $Z_g = 50$ Ом. Определить коэффициент отражения от нагрузки $Z_n = 30$ Ом; 100 Ом; 150 Ом.
10. Значения напряженности поля падающей и отраженной волн равны $E_{пад} = 0,5$ В; $E_{отп} = 0,3$ В. Определить КБВ в линии передачи.
11. Определить входное сопротивление линии передачи, если $Z_g = 50$ Ом, $\lambda = 3$ см, $l = 7,5$ см, а $Z_n = 100$ Ом; $(50 + j20)$ Ом; $(100 - j10)$ Ом.
12. Определить волновое сопротивление $\lambda/4$ -трансформатора, если $Z_{г1} = 50$ Ом, а $Z_{г2} = 100$ Ом.
13. Определить коэффициент распространения в прямоугольном медном волноводе на основной волне H_{10} на $\lambda_0 = 3$ см.
14. Определить коэффициент распространения в круглом медном волноводе на основной волне H_{11} на $\lambda_0 = 3$ см.
15. Определить сопротивление Z_n , если волновое сопротивление линии передачи $Z_g = 50$ Ом; КСВ = 1,5; $x = 5$ см, $\Delta l = 0,08$ см.

ЭКЗАМЕНАЦИОННЫЕ ВОПРОСЫ

1. Понятие об измерении. Основные элементы процесса измерения.
2. Классификация измерений. Особенности электрорадиоизмерений.
3. Классификация погрешностей.
4. Оценивание и способы уменьшения случайных погрешностей.
5. Способы оценивания и исключение систематических ошибок.
6. Формы представления результатов измерения и показатели точности.
7. Классификация средств измерения.
8. Классификация методов измерения.
9. Обобщенные структурные схемы измерительных приборов.
10. Общие сведения и классификация аналоговых приборов.
11. Обобщенная структурная схема цифрового измерительного прибора.
12. Общие методы повышения точности средств измерений.
13. Нормирование метрологических характеристик средств измерений.
14. Аналоговые электромеханические измерительные преобразователи и приборы.
15. Магнитоэлектрические измерительные механизмы.
16. Электродинамические приборы.
17. Электромагнитные приборы.
18. Электростатические приборы.
19. Логометры.
20. Термоэлектрические приборы.
21. Выпрямительные приборы. Измерение тока.
22. Пиковые детекторы. Параметры переменного напряжения.
23. Детектор среднеквадратического значения.
24. Детектор средневыврямленного значения.
25. Аналого-цифровые преобразователи.
26. Цифро-аналоговые преобразователи.
27. Цифровые отсчетные устройства.
28. Общие замечания об измерении тока и напряжения. Классификация вольтметров.
29. Структурные схемы и принцип действия электронных вольтметров.
30. Цифровые вольтметры.
31. Измерение постоянных напряжений.
32. Измерение переменных напряжений.
33. Вольтметры среднеквадратических значений.
34. Вольтметры средневыврямленных значений.
35. Специальные типы вольтметров.
36. Измерение мощности в цепях постоянного тока.
37. Измерение мощности в цепях переменного тока.
38. Измерение мощности на высоких и сверхвысоких частотах.

39. Измерение мощности с помощью терморезисторов.
40. Калориметрический метод измерения мощности.
41. Пондемоторный метод измерения мощности.
42. Измерение проходящей мощности.
43. Метод измерения мощности, основанный на эффекте Холла.
44. Метод измерения мощности, использующий неоднородный разогрев носителей зарядов в полупроводниках.
45. Измерение импульсной мощности.
46. Измерение частоты. Метод дискретного счета.
47. Гетеродинный метод измерения частоты.
48. Резонансный метод. Метод заряда и разряда конденсатора.
49. Измерение фазового сдвига.
50. Цифровые фазометры.
51. Осциллографы. Структурная схема.
52. Виды осциллографических разверток.
53. Основные узлы электронно-лучевого осциллографа.
54. Скоростные и запоминающие осциллографы.
55. Анализ частотного спектра.
56. Измерение нелинейных искажений.
57. Измерение коэффициента амплитудной модуляции.
58. Измерение параметров сигнала с угловой модуляцией.
59. Измерение вероятностных характеристик случайных процессов.
60. Измерение корреляционных функций.
61. Резонансные методы измерения параметров линейных компонентов.
62. Измерение параметров линейных компонентов методами дискретного счета.
63. Измерение параметров транзисторов.
64. Измерение амплитудно-частотных характеристик.
65. Измерительные генераторы.
66. Измерение параметров цепей с распределенными постоянными.
67. Автоматизация радиоэлектронных измерений.
68. Автоматизация процессов управления в осциллографе.
69. Цифровые осциллографы.
70. Автоматизированный анализатор спектра.
71. Интерфейс RS-232C.
72. Отечественная стандартизация.
73. Методы стандартизации.

СЛОВАРЬ НОВЫХ ТЕРМИНОВ

Аналогово-цифровой преобразователь – измерительный преобразователь, в котором непрерывная измеряемая величина автоматически преобразуется в дискретную и подвергается цифровому кодированию.

Аналоговый измерительный прибор – прибор, показания которого являются непрерывной функцией измеряемой величины.

Болометр – металлический терморезистор, обладающий свойством сильно изменять свое сопротивление при изменении температуры.

Времяимпульсный метод – метод, заключающийся в предварительном линейном преобразовании значения измеряемой величины во временной интервал с последующим непосредственным кодированием временного интервала.

Девияция частоты – амплитуда отклонения частоты несущей.

Динамическая погрешность – погрешность, возникающая при переменной во времени измеряемой величине.

Жидкокристаллический индикатор – индикатор, который модулирует внешний световой поток под действием электрического поля или тока.

Измерение – нахождение значения физической величины опытным путем с помощью специальных технических средств – средств измерений.

Измерительная линия – вспомогательная линия передачи для измерения параметров СВЧ-цепей.

Измерительная система – совокупность средств измерений (мер, измерительных преобразователей, измерительных приборов) и вспомогательных устройств, соединенных между собой каналами связи, предназначенная для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для автоматической обработки, передачи или использования в автоматических системах управления.

Измерительная установка – совокупность средств измерений (мер, измерительных преобразователей, измерительных приборов) и вспомогательных устройств, предназначенная для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для непосредственного восприятия наблюдателем и расположенная в одном месте.

Измерительный преобразователь – средство измерений, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, удобной для передачи, дальнейшего преобразования, обработки или хранения, но не поддающейся непосредственному восприятию наблюдателем.

Измерительный прибор – средство измерения, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем.

Инструментальная погрешность – погрешность из-за несовершенства средств измерения, их схемы, конструкции, состояния в процессе эксплуатации.

Калибратор – мера, с помощью которой градуируют или проверяют градуировочные характеристики осей (шкал) экрана осциллографа.

Калориметрический метод – метод измерения мощности СВЧ-сигнала, заключающийся в определении количества тепла, которое выделяется при рассеивании электромагнитной энергии.

Коррелометр – прибор для измерения корреляционных функций сигналов.

Косвенные измерения – измерения, при которых искомое значение величины находят на основании известной математической зависимости между этой величиной и величиной-аргументом, полученными при прямых измерениях.

Коэффициент амплитудной модуляции – отношение максимального отклонения напряжения к среднему значению напряжения.

Логометр – прибор, предназначенный для измерения отношения двух величин.

Мера – средство измерений, которое служит для воспроизведения физической величины заданного размера.

Метод измерений – совокупность приемов использования принципов и средств измерений обеспечивающая сравнение измеряемой величины с единицей.

Метод поразрядного уравнивания – метод, состоящий в поочередном сравнении измеряемой величины с суммой образцовых дискретных величин, изменяющихся по определенному закону.

Метрология – наука об измерениях.

Объект измерения – физическая величина, которая подлежит измерению.

Пиковый детектор – измерительный преобразователь, на выходе которого постоянная составляющая непосредственно соответствует пиковому значению напряжения на входе.

Пиксел – минимальный дискретный элемент цифрового изображения на экране дисплея.

Погрешность – отклонение результата измерения от истинного значения измеряемой величины.

Пондемоторный метод – метод измерения мощности СВЧ-сигналов, основанный на использовании механического действия электромагнитного поля.

Принцип измерений – совокупность физических явлений, на которых основаны измерения.

Прямые измерения – измерения, при которых искомое значение величины y находят непосредственно из опытных данных.

Систематическая погрешность – составляющая погрешности измерения, которая остается постоянной или закономерно изменяется при повторных измерениях одной и той же величины в одних и тех же условиях.

Случайная погрешность – составляющая погрешности измерения, которая при повторных измерениях в одних и тех же условиях изменяется случайным образом.

Совместные измерения – производимые одновременно измерения двух или нескольких неоднородных величин для нахождения зависимости между ними.

Совокупные измерения – производимые одновременно измерения нескольких однородных величин, при которых искомые значения величин находят решением систем уравнений, получаемых при прямых измерениях различных сочетаний этих величин.

Спейсеры – зазорозадающие распорные элементы в жидкокристаллических индикаторах.

Средства измерений – технические средства, используемые для целей измерений и имеющие нормированную точность.

Статическая погрешность – погрешность, возникающая при неизменной во времени измеряемой величине.

Термопара – слой, состоящий из двух разнородных проводников.

Устройство сравнения – средство измерения, предназначенное для осуществления сравнения измеряемой величины с мерой.

Цифро-аналоговый преобразователь – преобразователь двоичного кода в аналоговый сигнал.

Частотно-импульсный метод – метод, основанный на преобразовании значения измеряемой величины в пропорциональное значение частоты с последующим преобразованием в код.

Эталоны единиц – средства измерений, обеспечивающие воспроизведение и хранение единицы с целью передачи ее размера нижестоящим по поверочной схеме средствам измерений, выполняемые по особой спецификации и официально утвержденные в установленном порядке в качестве эталона.

ЛИТЕРАТУРА

1. Архипенко А.Г., Белошицкий А.П., Ляльков С.В. Метрология, стандартизация и сертификация: учеб. пособие. В 3 ч. – Мн.: БГУИР, 1997.
2. Архипенко А.Г. Основы метрологии и измерительная техника: тексты лекций. В 2 ч. – Мн.: МРТИ, 1989.
3. Белошицкий А.П. и др. Метрология и измерения: учеб.-метод. пособие для индивидуальной работы студентов / Под общ. ред. С.В. Лялькова. – Мн.: БГУИР, 1999.
4. Винокуров В.И., Капкин С.И., Петилин И.Г. Электрорадиоизмерения: учеб. пособие для радиотехнических спец. вузов / Под ред. В.И. Винокурова. 2-е изд. – М.: Высш. шк., 1986.
5. Верник С.М., Кушнир Ф.В., Рудницкий В.Б. Повышение точности измерения в технике связи. – М.: Радио и связь, 1981.
6. Горлач А.А., Минц М.Я., Чинков В.Н. Цифровая обработка сигналов в измерительной технике. – Киев: Техника, 1985.
7. Грановский В.А., Сирая Т.М. Методы обработки экспериментальных данных при экспериментах. – Л.: Энергоатомиздат, 1990.
8. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. – Л.: Энергоатомиздат, 1988.
9. Кукуш В.Д. Электрорадиоизмерения. – М.: Радио и связь, 1985.
10. Моисеев Ю.Г., Хромой Б.П. Электрорадиоизмерения. – М.: Радио и связь, 1985.
11. Малиновский В.П. Электрические измерения. – М.: Энергоатомиздат, 1985.
12. Новицкий П.В., Зограф И.А. Оценка погрешности результатов измерений. – Л.: Энергоатомиздат, 1985.
13. Основы метрологии и электрические измерения: учеб. для вузов / Под ред. Е.М. Душина. – Л.: Энергоатомиздат, 1987.
14. Самарин А.В. Жидкокристаллические дисплеи. – М.: Солон-Р, 2002.
15. Сапаров В.Е. Системы стандартов и электросвязи в радиоэлектронике: учеб. пособие для институтов. – М.: Радио и связь, 1985.
16. Татур Т.А. Основы теории электромагнитного поля. – М.: Высш. шк., 1989.
17. Телор Дж. Введение в теорию ошибок: пер. с англ. – М.: Мир, 1985.
18. Цифровая осциллография / Под ред. А.М. Беркутова и Е.М. Прошина. – М.: Энергоатомиздат, 1987.
19. Закон Республики Беларусь «Об обеспечении единства измерений».
20. Закон Республики Беларусь «О стандартизации».

Учебное издание

МЕТРОЛОГИЯ И РАДИОИЗМЕРЕНИЯ

Учебно-методический комплекс
для студентов специальности 1-39 01 01
«Радиотехника»

2-е издание

Составитель
ЯНУШКЕВИЧ Виктор Францевич

Редактор *Г.А. Тарасова*
Дизайн обложки *И.С. Васильевой*

Подписано в печать 29.04.10. Формат 60x84 1/16. Гарнитура Таймс. Бумага офисная.
Ризография. Усл. печ. л. 17,64. Уч.-изд. л. 18,76. Тираж 70. Заказ 811.

Издатель и полиграфическое исполнение:
учреждение образования «Полоцкий государственный университет»

ЛИ № 02330/0548568 от 26.06.2009 ЛП № 02330/0494256 от 27.05.2009

211440 г. Новополоцк, ул. Блохина, 29