



СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
SIBERIAN FEDERAL UNIVERSITY

# МЕТРОЛОГИЯ И РАДИОИЗМЕРЕНИЯ

Учебник

Министерство  
обороны РФ



Министерство образования и науки Российской Федерации  
Сибирский федеральный университет

*60-летию Военной академии  
Воздушно-космической обороны  
им. Маршала Советского Союза  
Г.К. Жукова посвящается*

## **МЕТРОЛОГИЯ И РАДИОИЗМЕРЕНИЯ**

Допущено ВУНЦ ВВС ВВА в качестве учебника для обучения курсантов военных учебных центров, обучающихся по укрупненной группе подготовки специалистов 11.00.00 «Электроника, радиотехника и системы связи»; 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы»; 11.05.02 «Специальные радиотехнические системы», рег. номер 015 от 08.11.2016 г.

Под общей редакцией доктора технических наук  
Д.С. Викторова

Красноярск  
СФУ  
2016

УДК 621.396.96:006.91(07)  
ББК 30.10я73  
М546

**Авторы:**

И.В. Лютиков, А.Н. Фомин, В.А. Леусенко,  
Д.С. Викторов, А.А. Филонов, Л.И. Лященко, В.А. Копылов

М546      **Метрология и радиоизмерения** : учебник / И.В. Лютиков, А.Н. Фомин, В.А. Леусенко [и др.] ; под общ. ред. Д.С. Викторова. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2016. – 508 с.  
ISBN 978-5-7638-3477-2

В учебнике изложены основы теории погрешностей, методы измерения радиотехнических величин, принципы построения и правила применения наиболее распространенных радиоизмерительных средств измерений.

Учебник предназначен для студентов вузов, обучающихся по укрупненной группе подготовки специалистов 11.00.00 «Электроника, радиотехника и системы связи»; 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы»; 11.05.02 «Специальные радиотехнические системы», а также может быть полезен инженерно-техническому составу, интересующемуся методами и средствами измерений.

**Электронный вариант издания см.:**  
<http://catalog.sfu-kras.ru>

**УДК 621.396.96:006.91(07)**  
**ББК 30.10я73**

ISBN 978-5-7638-3477-2

© Сибирский федеральный университет, 2016

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Современный специалист в своей повседневной деятельности неразрывно связан с проведением большого числа измерений на основе самых разнообразных средств измерений, отличающихся по виду измеряемых величин, принципу действия, точности, сложности, условиям работы и т. д.

С помощью средств измерений при эксплуатации технических устройств может решаться широкий круг измерительных задач: контроль функционирования, работоспособности и исправности устройств (систем); поиск отказов и неисправностей; диагностирование и прогнозирование технического состояния устройств (систем); измерение параметров и характеристик устройств при инженерном анализе и др.

Особенностью развития измерительной техники на современном этапе является улучшение технико-экономических характеристик средств измерений. Существенно возросла точность измерительных приборов, повысилась их быстродействие, расширился диапазон измерения, увеличилось количество измеряемых величин. Указанные тенденции нашли отражение в предлагаемом учебнике. В нем изложены основы теории погрешностей, методы измерения радиотехнических величин, принципы построения и правила применения наиболее распространенных радиоизмерительных средств измерений.

Учебник предназначен для студентов вузов, обучающихся по укрупненной группе подготовки специалистов 11.00.00 «Электроника, радиотехника и системы связи»; 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы»; 11.05.02 «Специальные радиотехнические системы», а также может быть полезен инженерно-техническому составу, интересующемуся методами и средствами измерений.

Данный учебник представляет собой труд преподавательского коллектива кафедры «Основы построения радиоэлектронных средств и систем» Военной академии Воздушно-космической обороны имени Маршала Советского Союза Г.К. Жукова и Военно-инженерного института Сибирского федерального университета (СФУ). Глава 1 подготовлена ведущим инженером лаборатории радиолокации и метрологии ВА ВКО (Военной академии Воздушно-космической обороны им. Маршала Советского Союза Г.К. Жукова, г. Тверь) Л.И. Лященко; глава 2 написана профессором кафедры АСУ и связи ВА ВКО, доктором технических наук доцентом А.А. Филоновым; главы 3 и 4 разработаны начальником учебного военного центра СФУ, кандидатом технических наук В.А. Копыловым; главы 5 и 6 подготовлены доцентом учебного военного центра, кандидатом технических наук В.А. Леусенко; главы 7 и 8 написаны профессором учебного военного центра, кандидатом технических наук, доцентом И.В. Лютиковым; главы 9 и 10 подготовлены профессором учебного военного центра, кандидатом технических наук, доцентом А.Н. Фоминым, а главы 11–15 – профессором кафедры основ построения радиоэлектронных средств и систем ВА ВКО, доктором технических наук Д.С. Викторовым. Общее редактирование проведено Д.С. Викторовым.

# ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ МЕТРОЛОГИИ

## Глава 1. ОСНОВЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЕДИНСТВА ИЗМЕРЕНИЙ

### 1.1. История развития метрологии

Термин «метрология» образован из двух греческих слов: «метрон» – мера и «логос» – учение. В дословном переводе «метрология» – это учение о мерах или, как принято определять в настоящее время это понятие, – наука об измерениях.

Потребность в измерениях возникла в незапамятные времена.

Из глубины веков дошли до нас следующие единицы веса:

- единица веса драгоценных камней – карат, что в переводе с языков древнего юго-востока означает «семя боба», «горошина»;
- единица аптекарского веса – гран, что в переводе с латинского, французского, английского, испанского означает «зерно».

Уже в древности проводились измерения времени, расстояния между поселениями, веса (массы) физических тел, площади земельных участков и т. д. Как правило, при этом использовались антропологические единицы измерений, т. е. единицы измерений, связанные с человеком и размерами его тела. Например, в России использовались следующие меры:

- перст – ширина указательного пальца (в метрической системе мер около 2 см);
- вершок – ширина сложенных вместе двух пальцев, указательного и среднего (около 4,4 см);
- пядь малая – расстояние между концами вытянутых большого и указательного пальцев руки (около 19 см);
- пядь великая – от кончика мизинца до кончика большого пальца, растянутых по одной линии (от 22 до 23 см);
- кося сажень – расстояние от носка левой ноги до конца пальцев правой руки, вытянутой по диагонали (от 216 до 248 см).

Древнее происхождение имеют и «естественные» меры. Первыми из них, получившими повсеместное распространение, стали меры времени. На основе астрономических наблюдений древние вавилоняне установили

год, месяц, час. Впоследствии  $1/86\,400$  часть среднего периода обращения Земли вокруг своей оси получила название секунды.

Наряду с этим уже на заре цивилизации люди пришли к пониманию ценности так называемых вещественных мер и единиц измерений. Так, в Вавилоне в XI в. до н.э. время измерялось в минах. Мина равнялась промежутку времени (равному, примерно, двум астрономическим часам), за который из принятых в Вавилоне водяных часов вытекала «мина» воды, масса которой составляла около 500 г. В дальнейшем мина сократилась и превратилась в привычную для нас минуту. Со временем водяные часы уступили место песочным, а затем более сложным маятниковым механизмам.

Гюйгенс, посвятивший созданию и усовершенствованию маятниковых часов почти 40 лет и считавший это главным делом своей жизни, в 1664 г. писал: «... я нашел легкий и удобный способ регулировки часов. К этому, однако, присоединяется то, что я считаю еще более ценным, а именно: благодаря своему открытию я смог дать абсолютно устойчивое определение для постоянной, верной для всех времен меры длины». Речь идет об использовании свойства изохронности колебаний математического маятника, подмеченного Галилеем еще в 1583 г. При малых отклонениях маятника период его колебаний равен  $g$ :

$$T = 2\pi L,$$

где  $L$  – длина маятника;

$g$  – ускорение свободного падения.

Это позволяет выразить меру длины через естественную меру времени. В 1824 г. в Англии был принят закон, установивший единицу длины ярд через длину секундного маятника.

Ни в древнем мире, ни в средние века не существовало метрологической службы, но имеются сведения о применении образцовых мер и хранении их в церквях и монастырях, а также о ежегодных поверках средств измерений. Так, «золотой пояс» великого князя Святослава Ярославича (1070-е гг.) служил образцовой мерой длины, а в «Уставе новгородского князя Всеволода о церковных судах, людях и мерилах торговых» (примерно XIII в.) записано, что меры надлежит «на всякий год взвешивать».

Важнейшим метрологическим документом является Двинская грамота Ивана Грозного (1550 г.). В ней регламентированы правила хранения и передачи размера новой меры объема сыпучих тел – осьмины. Ее медные экземпляры рассылались по городам на хранение выборным людям – старостам, целовальникам. С этих мер надлежало сделать клейменные деревянные копии для городских померщиков, а с тех, в свою очередь, – деревянные копии для использования в обиходе. Образцовые меры, с которых снимались первые копии, хранились централизованно в приказах Москов-

ского государства. Таким образом, можно говорить о начале создания при Иване Грозном государственной системы обеспечения единства измерений и государственной метрологической службы.

Развитие торговли и расширение внешних экономических связей требовало не только уточнения мер, но и установления их соотношения с «заморскими», а также унификации мер и более четкой организации контрольно-поверочной деятельности. Еще в договоре Великого Новгорода с немецкими городами и Готландом (1269 г.), наряду с взаимными обязательствами, приведены соотношения между мерами договаривающихся сторон. Статьи Соборного уложения 1649 г., Таможенного устава 1653 г., Новоторгового устава 1667 г. и других документов установили соответствие различных «весов» фунту и размер сажени.

Московские указы, касавшиеся введения единых мер в стране, отсылались на места вместе с образцами казенных мер. За злоумышленную порчу контрольных мер грозило наказание – вплоть до смертной казни. Работу по надзору за мерами и их поверку проводили два столичных учреждения: Померная изба и Большая таможня. Они же разрешали конфликты, возникавшие при торговых операциях. В провинции надзор был поручен персоналу воеводских и земских изб, а также старостам, целовальникам и другим «верным людям».

Метрологической реформой Петра I к обращению в России были допущены английские меры, получившие особенно широкое распространение на флоте и в кораблестроении – *футы, дюймы*. Для облегчения вычислений были изданы таблицы мер и соотношений между русскими и иностранными мерами. Начинают выделяться некоторые метрологические центры.

*Коммерц-коллегия* занялась вопросами единства мер и метрологического обслуживания в области торговли.

*Адмиралтейств-коллегия* заботилась о правильном применении угломерных приборов, компасов и соответствующих мер.

*Берг-коллегия* опекала измерительное хозяйство горных заводов, рудников и монетных дворов.

Основанная в 1725 г. Петербургская академия наук занялась воспроизведением угловых единиц, единиц времени и температуры. Она имела в своем распоряжении образцовые меры и копии эталонов *туза* и *фунта*. Назревала необходимость создания в стране единого руководящего метрологического центра.

В 1736 г. по решению Сената была образована Комиссия весов и мер под председательством главного директора Монетного двора графа М. Г. Головкина. В состав комиссии входил Л. Эйлер. В качестве исходных мер длины комиссия изготовила *медный аршин* и *деревянную сажень*,

за меру жидких тел приняла *ведро* московского Каменномостского питейного двора. Важнейшим шагом, подытожившим работу комиссии, было создание русского *эталонного фунта*. Работы начались в 1736 г. и завершились в 1747 г. изготовлением бронзовой золоченой гири, узаконенной в качестве первичного образца (государственного эталона) русских мер веса. Этот фунт почти 100 лет оставался единственным эталоном в стране. Сведения о старинных русских мерах приведены в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Старинные русские меры длины, массы и объёма

Единица длины	Единица массы	Единица объёма
1 точка = 0,254 мм	1 доля = 44,434940 мг	1 чарка = 1/100 ведра = = 0,122994 дм <sup>3</sup>
1 линия = 2,54 мм	1 золотник = 4,265542 г	1 бутылка водочная = = 1/20 ведра = 0,61497 дм <sup>3</sup>
1 сотка = 2,1336 см	1 лот = 12,797262 г	1 бутылка винная = = 1/16 ведра = 0,768712 дм <sup>3</sup>
1 дюйм = 2,54 см	1 фунт = 0,40951741 кг	1 штоф = 1/10 ведра = = 1,22994 дм <sup>3</sup>
1 вершок = 4,445 см	1 пуд = 16,380496 кг	1 ведро = 12,2994 дм <sup>3</sup>
1 фут = 30,48 см		1 четверть = 0,262387 м <sup>3</sup> (для сыпучих материалов)
1 аршин = 0,7112 м		
1 сажень = 2,1336 м		
1 верста = 1 066,8 м		

В комиссии рассматривались (но из-за отсутствия денежных средств и специалистов не были осуществлены) проекты создания системы мер, основанной на физических постоянных (определение сажени через длину меридиана Земли, фунта – через вес определенного количества чистой воды), введение десятичной системы образования кратных и дольных единиц и др. Эти прогрессивные идеи получали в Европе в ту пору все большее распространение.

Идея построения системы измерений на десятичной основе принадлежит французскому астроному Г. Мутону, жившему в XVII в. во Франции, где феодалы имели право пользоваться своими собственными мерами, содержать таможни и собирать пошлину. Вопрос о рациональной системе мер стоял особо остро. Учредительное собрание Франции 8 мая 1790 г. приняло декрет о реформе системы мер и поручило Парижской академии наук разработать соответствующие предложения.



Комиссия академии, руководимая Лагранжем, рекомендовала десятичное подразделение кратных и дольных единиц, а другая комиссия, в состав которой входил Лаплас, предложила принять в качестве единицы длины одну сорокамиллионную часть земного меридиана. На основе этой единственной единицы – метра – строилась вся система, получившая название метрической. За единицу площади принимался квадратный метр, за единицу объема – кубический метр, за единицу массы – килограмм – масса кубического дециметра чистой воды при температуре 4 °С. Метрическая система с самого начала была задумана как международная. Её единицы не совпадали ни с какими национальными единицами, а наименования единиц и десятичных приставок были произведены от слов «мёртвых» языков (латинского и древнегреческого).

По мере совершенствования физики и математики появилась проблема измерения нового класса физических величин. Так, при развитии теории электричества встал вопрос, как быть с единицами электромагнитных величин? С одной стороны, новый класс явлений подсказывал необходимость введения новых единиц и величин. С другой – исходно была установлена связь между электромагнитными явлениями и эффектами механическими – законы Кулона и Био – Савара – Лапласа. Точки зрения наиболее авторитетных ученых по этому поводу также разделились. Некоторые считали, что «рассмотрение (электромагнитных явлений) будет более плодотворным, если ввести четвертую, не зависящую от механических единиц» (А. Зоммерфельд). Другие, напротив, считали различные проявления свойств материи единым целым и были противниками введения независимых электрических величин и единиц. В результате в практике появились системы единиц физических величин, имеющие различное число основных, т. е. произвольно выбранных, физических величин. Подробно эти вопросы будут изложены в разделе, посвященном единицам физических величин.

С исторической точки зрения интересно обратить внимание на сложившуюся практику образования дольных (более мелких) и кратных (более крупных) единиц физических величин. В настоящее время мы пользуемся в основном десятичной системой счета и действующая международная система единиц физических величин предписывает образовывать дольные и кратные единицы, домножая размер основной единицы на множитель, кратный десяти. Тем не менее история знает использование самых разнообразных множителей кратности. Например, сажень как мера длины равнялась трем аршинам, 1 фут равнялся 12 дюймам, 1 аршин – 16 вершкам, 1 пуд – 40 фунтам, 1 золотник – 96 долям, 1 верста – 500 саженьям и т. д.

Такая исторически сложившаяся практика образования дольных и кратных величин оказалась крайне неудобной. Поэтому при принятии

международной системы единиц СИ на эту проблему обращалось особое внимание. По большому счету десятичная система оказалась неудобной только при исчислении времени, так как единицы одноименной величины разного размера оказались кратными 12 (соотношение года и месяца) и 365,25 (соотношение года и суток). Эта кратность обусловлена скоростью вращения Земли и фазами Луны и является наиболее естественной. Дальнейшая замена кратности в соотношении час/секунда час/минута и с 60 на кратное 10 уже особого смысла не имела. Из других часто употребляемых физических величин и единиц отступление от десятичной системы сохранилось в градусной мере угла, когда окружность делится на 360 градусов, а градус – на минуты и секунды.

Совершая исторический экскурс в метрологию, не следует забывать, что все сказанное в полной мере относится только к странам-участницам Метрической конвенции. Во многих странах до настоящего времени сохраняется своя особая, иногда экзотическая система физических величин и единиц. Среди этих стран, как это ни странно, находятся Соединенные Штаты Америки – современная супердержава. Внутри этой страны до настоящего времени используются величины и единицы старой Англии. Даже температуру там принято измерять в градусах Фаренгейта.

Таким образом, ознакомление с системами единиц, отличными от системы СИ, знакомство с различными системами счета единиц при измерениях носит не только познавательный характер. При расширении международных контактов может оказаться, что знание альтернативных систем величин и единиц сослужит пользователю добрую службу.

## 1.2. Роль отечественных учёных в развитии метрологии

В развитии отечественной метрологии за последние 200 лет можно выделить несколько этапов.

***Первый этап стихийной метрологической деятельности.*** Охватывает почти весь XIX в. Этот период характерен централизацией метрологической деятельности и началом широкого участия русских ученых в работе международных метрологических организаций. Так, указом «О системе Российских мер и весов» (1835 г.) были утверждены эталоны длины и массы – платиновая сажень, равная семи английским футам, и платиновый фунт, практически совпадавший по весу с бронзовым золоченым фунтом 1747 г.

В 1842 г. на территории Петропавловской крепости в специально построенном «несгораемом» здании открывается первое централизованное метрологическое и поверочное учреждение России – Депо образцовых мер

и весов, куда и помещаются на хранение созданные эталоны, их копии, а также образцы различных иностранных мер. В настоящее время эти образцы хранятся в музее Д.И. Менделеева в г. Санкт-Петербурге.

В Депо не только хранились эталоны и их копии, но и изготавливались образцовые меры для местных органов, а также проводилась поверка и сличение образцовых мер с иностранными. Эта деятельность регламентировалась документом «Положение о мерах и весах» (1842 г.), заложившим основы государственного подхода к обеспечению единства измерений.

Как и многие другие науки, метрология в своем развитии не избежала описательного периода. Он завершился в нашей стране капитальным трудом Ф.И. Петрушевского «Общая метрология», вышедшим в 1849 г. и удостоенным Императорской Академией наук<sup>1</sup> Демидовской премии.

#### ***Подписание метрической конвенции 20 мая 1875 г.***

Для русских ученых того времени характерно глубокое понимание роли и места метрологии в науке и жизни. В 1869 г. петербургские академики Б.С. Якоби, Г.И. Вильд и О.В. Струве направили в Парижскую академию наук доклад, в котором предлагалось с целью обеспечения единства измерений в международном масштабе изготовить новые международные прототипы метра и килограмма и распределить их однотипные копии между заинтересованными государствами. Это предложение было принято.

В результате последующей работы ученых разных стран была подготовлена и 20 мая 1875 г. подписана Метрическая конвенция. Она стала основой международного научного сотрудничества, способствовала унификации мер и расширению метрологической деятельности в национальном и международном масштабах. В соответствии с конвенцией Россия получила платино-иридиевые эталоны единицы массы № 12 и № 26 и эталоны единицы длины № 11 и № 28, которые были доставлены в новое здание Депо образцовых мер и весов (ныне это дом 19 на Московском проспекте в г. Санкт-Петербурге).

***Второй (менделеевский) этап*** развития отечественной метрологии. В 1892 г. управляющим Депо был назначен Д.И. Менделеев (1834–1907 гг.), который так много сделал для отечественной метрологии, что период с 1892 по 1917 гг. называют менделеевским этапом развития метрологии. Для него характерно следующее:

- научное становление метрологии, перевод ее в число точных естественно-научных дисциплин, возвышение до уровня «главного орудия познания» по образному выражению Д.И. Менделеева;

---

<sup>1</sup> По регламенту она называлась Императорская Академия Наук и Художеств, однако использовались ее различные сокращения: Императорская Академия наук, Академия наук Санкт-Петербурга, Санкт-Петербургская Академия наук и др.

- осознание народно-хозяйственного значения метрологии, начало глубоко продуманного и планомерного включения метрологической деятельности в хозяйственный механизм страны.

В 1893 г. Д.И. Менделеев преобразует Депо образцовых мер и весов в Главную палату мер и весов.

В Англии аналогичная организация (Метрологическое отделение Национальной физической лаборатории) была создана в 1900 г., а в США – в 1901 г. (Национальное бюро стандартов).

Под руководством Д.И. Менделеева была проведена работа по сличению русской системы эталонов (аршин, сажень, фунт) с английскими и метрическими эталонами мер и весов. Была сделана попытка перейти на метрическую систему мер (метр, килограмм), но удалось добиться лишь ее факультативного применения.

Метрическая система мер как обязательная была официально признана лишь после Октябрьской революции 1917 г. Декрет Совнаркома «О введении Международной метрической системы мер и весов» был принят 14 сентября 1918 г. Практически же это удалось сделать лишь через 9 лет – в 1927 г.

Для внедрения Международной метрической системы были созданы Палаты мер и весов во всех союзных республиках СССР и во многих крупных городах страны.

В дальнейшем Палаты мер и весов были преобразованы в Метрологические институты. Головным стал Всесоюзный научно-исследовательский институт метрологии (ВНИИМ) им. Д.И. Менделеева.

Становление и развитие отечественной метрологии непосредственно вытекало из направленной деятельности Главной Палаты – ВНИИМ им. Д.И. Менделеева, других метрологических институтов. Метрологическая наука развивалась, наполняясь из поколения в поколение трудами ученых, профессионально ориентированных на метрологию.

В 1930–1932 гг., в порядке выполнения международных обязательств, А. К. Колосов ввел новое определение электродвижущей силы основной группы нормальных элементов Вестона при помощи серебряного вольтметра.

Аналогичные работы были проведены и в других странах, причем они привели к значительному уменьшению расхождений между значениями международного вольта в разных странах. Эти работы, а также работы по измерению международных ома и ампера в абсолютных единицах, проводившиеся в некоторых национальных метрологических лабораториях, позволили третьей сессии Консультативного Комитета по электричеству (ККЭ) (1933 г.) принять решение о переходе к абсолютным практическим единицам с 1935 г.

В последующем ККЭ будет играть одну из ведущих ролей в связи с совершенствованием электрических и магнитных единиц. В послевоенные годы это работы по новому определению и воспроизведению ампера, фундаментальных физических констант (ФФК) и воспроизведению электрических и магнитных величин. Эти работы были выполнены Б.М. Яновским, Н.В. Студенцовым, Г.К. Яголой. Методика расчета и согласования ФФК – С.В. Горбацевич, К.А. Краснов, В.С. Тунинский, В.Я. Шифрин, В.Н. Хорев.

Серьезные работы в области метрологии температурных измерений относятся к 1920-м гг., когда была создана термометрическая лаборатория. В 1925 г. создана лаборатория высоких температур, а в начале 1930-х гг. – лаборатория низких температур. Активный вклад ВНИИМ в развитие международной шкалы температур начался после Великой Отечественной войны. При подготовке новой шкалы МПТШ-68 во ВНИИМ были получены важные результаты с помощью газового термометра в интервале температур 232–1 064 °С (И.И. Киренков, А.Н. Гордое, К.С. Израйлов, У.В. Дейков – Консультативный комитет по термометрии (ККТ), 1962 г.). Эти результаты измерения термодинамических температур были учтены при принятии шкалы МПТШ-68.

Наряду с этими классическими работами во ВНИИМ были предложены и реализованы такие новые методы измерения термодинамических температур, как акустический и шумовой термометры (А.Д. Бродский, П.П. Кремлевский, А.В. Саватеев – ККТ, 1962 г.). Эти методы и в настоящее время являются одними из основных для уточнения термодинамических температур.

В 1950-е гг. во ВНИИМ был создан высокотемпературный платиновый термометр сопротивления (ВТС) и впервые предложено интерполяционное уравнение для построения шкалы выше 630 °С (Г.М. Кондратьев, Б.И. Пилипчук – ККТ, 1954 г.). Высокотемпературный платиновый термометр сопротивления конструкции ВНИИМ и сегодня признан самым стабильным термометром.

ВНИИМ был одним из первых в части исследования новых реперных точек шкалы: плавления галлия и затвердевания индия. Тем самым он внес вклад в создание новой шкалы МТШ-90, в которой эти реперные точки были приняты в качестве основных. ВНИИМ участвовал в международных исследованиях шкал МПТШ-68 и МТШ-90, результаты которых были представлены в докладах рабочих групп (документы ККТ-87/38, ККТ-87/37). В настоящее время институт участвует в международных работах по совершенствованию МТШ-90 и методов ее реализации. В частности, в рамках ККТ проведены исследования по определению номинальных статических характеристик термодпар. Результат работы – принятие нового стандарта Международной электрической комиссией (МЭК) № 584-1

1995 г. В рамках деятельности Рабочей группы № 1 ККТ ВНИИМом подготовлен ряд документов, регламентирующих методику реализации шкалы МТШ-90 и методику проведения ключевых сличений. Кроме того, был разработан принципиально новый термометр, позволяющий сличать шкалы, построенные контактным и бесконтактным методами. Исследования с помощью такого термометра ведутся в национальных метрологических институтах Италии и Франции. Результаты исследований представлены в документах ККТ 1994, 2000 гг.

ВНИИМ принимает активное участие в работах Консультативных Комитетов по определению метра, электричества, массы, единиц величин, в Международных организациях МОЗМ<sup>1</sup>, ИСО<sup>2</sup>, ИМЕКО<sup>3</sup> и др.

ВНИИМ стал родоначальником не только 13 отечественных метрологических институтов, но и базой создания межрегиональной Метрологической Академии. Принцип международной консолидации усилий, направленных на решение научных и практических проблем современной метрологии, ныне находит свое выражение в ее деятельности, в широком участии в ней крупнейших ученых и государственных деятелей разных стран.

История развития отечественной метрологии, таким образом, подтверждает ее высокое место среди мировых научных исследований как базы их постоянного развития.

### 1.3. Понятие об измерении

Измерение является одной из самых древнейших операций в процессе познания человеком окружающего материального мира. Вся история цивилизации представляет собой непрерывный процесс становления и развития измерений, совершенствования средств методов и измерений, повышения их точности и единообразия мер.

В процессе своего развития человечество прошло путь от измерений на основе органов чувств и частей человеческого тела до научных основ измерений и использования для этих целей сложнейших физических процессов и технических устройств. В настоящее время измерениями охватываются все физические свойства материи практически независимо от диапазона изменения этих свойств.

С развитием человечества измерения приобретали все большее значение в экономике, науке, технике, в производственной деятельности. Многие науки стали называться точными благодаря тому, что они могут

---

<sup>1</sup> МОЗМ – Международная организация законодательной метрологии.

<sup>2</sup> ИСО – Международная организация по стандартизации.

<sup>3</sup> ИМЕКО – Международная конференция по измерительной технике и приборостроению.

устанавливать с помощью измерений количественные соотношения между явлениями природы. По существу, весь прогресс науки и техники неразрывно связан с возрастанием роли и совершенствованием искусства измерений. Д.И. Менделеев говорил, что «наука начинается с тех пор, как начинают измерять. Точная наука немислима без меры».

Не меньшее значение имеют измерения в технике, производственной деятельности, при учете материальных ценностей, при обеспечении безопасных условий труда и здоровья человека, в сохранении окружающей среды. Современный научно-технический прогресс невозможен без широкого использования средств измерений и проведения многочисленных измерений.

В нашей стране проводится более десятка миллиардов измерений в день, свыше 4 млн человек считают измерение своей профессией. Доля затрат на измерения составляет (10–15) % всех затрат общественного труда, достигая в электронике и точном машиностроении (50–70) %. В стране используется около миллиарда средств измерений. При создании современных электронных систем (ЭВМ, интегральных схем и т. п.) до (60–80) % затрат приходится на измерения параметров материалов, компонентов и готовых изделий.

Все это свидетельствует о том, что невозможно переоценить роль измерений в жизни современного общества.

Хотя человек проводит измерения с незапамятных времен и интуитивно этот термин представляется понятным, точно и правильно определить его не просто. Этот факт подтверждает, например, дискуссия по вопросам понятия и определения измерения, прошедшая не так давно на страницах журнала «Измерительная техника». Рассмотрим различные определения понятия «*измерение*», взятые из литературы и нормативных документов разных лет.

1. Измерением называется познавательный процесс, заключающийся в сравнении путем физического эксперимента данной величины с некоторым ее значением, принятым за единицу сравнения (М.Ф. Маликов, Основы метрологии, 1949 г.).

2. Нахождение значения физической величины опытным путем с помощью специальных технических средств (ГОСТ 16263–70 по терминам и определениям метрологии, ныне не действующий).

3. Совокупность операций по применению технического средства, хранящего единицу физической величины, обеспечивающих нахождение соотношения (в явном или неявном виде) измеряемой величины с ее единицей и получение значения этой величины (Рекомендации по межгосударственной стандартизации РМГ 29-2013 ГСИ. Метрология. Основные термины и определения, 2013 г.).

4. Совокупность операций, имеющих целью определить значение величины (Международный словарь по терминам в метрологии, 1994 г.).

Из приведенных определений понятия «*измерение*» наиболее предпочтительным, включающим в себя в той или иной мере все другие приведенные определения, следует считать определение, приведенное в РМГ 29-2013. В нем учтена *техническая сторона* измерения как совокупность операций по применению технического средства, показана *метрологическая суть* измерения как процесса сравнения с размером единицы (мерой) и представлена *познавательная сторона* измерения как процесса получения значения величины.

Приведенные выше определения измерения могут быть выражены уравнением, которое в метрологии называется *основным уравнением измерений*:

$$Q = q [Q], \quad (1.1)$$

где  $Q$  – измеряемая величина;

$q$  – числовое значение величины;

$[Q]$  – единица величины.

Правая часть уравнения (1.1) представляет собой результат измерения. Строго говоря, для получения результата измерения требуется не одна известная величина, а их упорядоченная совокупность, т. е. шкала физической величины.

Таким образом, измерение представляет собой сравнение измеряемой физической величины со шкалой однородной (одноименной) величины с целью выражения измеряемой величины в узаконенных единицах.

**Пример.** Измерение электрического напряжения с помощью магнитоэлектрического вольтметра аналогично взвешиванию на пружинных весах. Нагрузке пружины соответствует момент электрических сил, стремящихся повернуть рамку с током, упругости пружины отвечает противодействующий момент. Для выражения измеряемого напряжения в узаконенных единицах необходимо установить связь между известными напряжениями и уравновешивающими противодействующими моментами.

#### 1.4. Связь измерений с познанием окружающего объективного мира

*Измерение* – сложное понятие, для анализа которого необходимо рассмотреть основные структурные элементы, а именно: цель измерения, объект исследования и его модель, априорную информацию, измеряемую величину, средство измерений, результат и погрешность измерения (см. рис. 1.1).



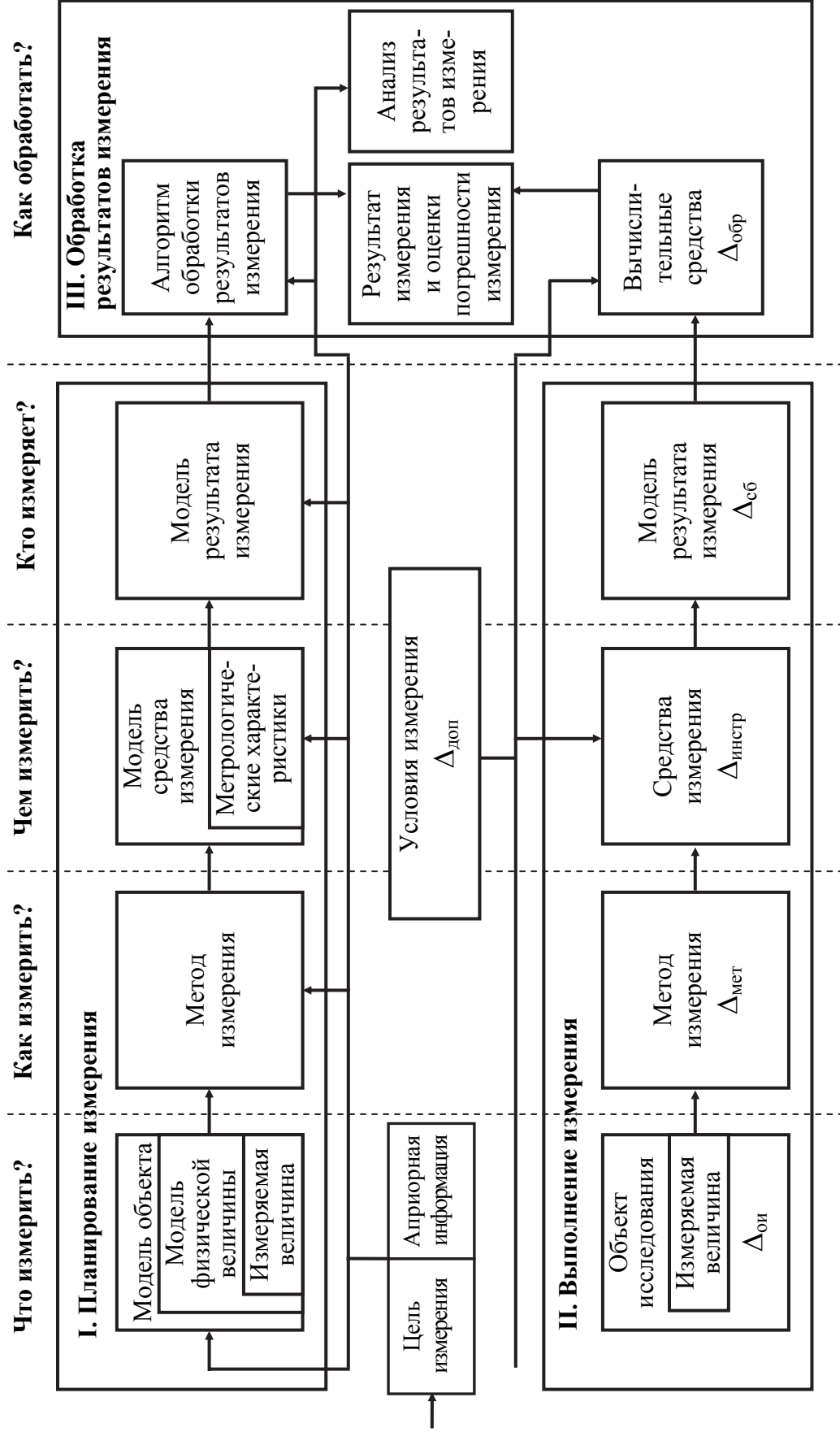


Рис. 1.1.1. Структурные элементы и составляющие погрешности измерения

Цель измерения определяется совокупностью требований к измерению, которые обусловлены содержанием того этапа исследовательской или конструкторской деятельности, в рамках и интересах которого проводятся измерения. Уместно еще раз подчеркнуть, что измерение никогда не является самоцелью. Поэтому цель измерения является «внешней» по отношению к измерению и формируется на указанном выше этапе деятельности.

Цель измерения конкретизирует объект исследования (измерения), выделяет на нем представляющую интерес физическую величину и определяет требуемую точность измерений.

**Объект исследования (измерения)** – реальный физический объект, элемент природной или технологической среды. Он обладает многими особенностями (свойствами), находится в многосторонних и сложных связях с другими объектами.

Человек не в состоянии представить себе (воспринять) объект целиком, во всем многообразии его свойств и во всех взаимосвязях. Поэтому взаимодействие человека с объектом – исследование или преобразование – возможно лишь на основе модели объекта.

**Модель объекта** – теоретико-физическая и математическая конструкция, которая отражает свойства объекта, существенные для данной задачи, в частности измерительной. Модель строится в соответствии с целью измерения до его выполнения на основе априорной информации об объекте и условиях измерения.

В приведенном определении моделью объекта служит электрический ток в идеальном проводнике с гармонически изменяющейся силой. В ходе исследований модель может изменяться и уточняться. Иногда формирование сложной модели проводится в несколько этапов: сначала выбирается общая структура модели, а затем уточняются ее основные параметры.

**Априорная информация** – один из факторов, обуславливающих эффективность измерения: при ее отсутствии измерение невозможно, при наличии в максимальном объеме (известном значении измеряемой величины) – ненужно. Априорная информация определяет достижимую точность измерений и их эффективность. Использование априорной информации при обработке данных является затруднительным, поскольку она с трудом поддается формальному описанию.

Физическая величина в соответствии с определением может рассматриваться в двух аспектах: общем и конкретном. Непосредственным элементом измерения является конкретная физическая величина, т. е. качественно определенная особенность конкретного объекта. Цель построения измерительной модели объекта состоит в выявлении (представлении) именно конкретной физической величины. Любая физическая величина

есть результат абстрагирования от реальности, однако по уровню абстрагирования физические величины резко различаются. Так, время и длина отражают непосредственно формы существования материи, а масса и температура связаны с фундаментальными свойствами всех материальных объектов. Наряду с этим система физических величин содержит, например, силу тока, характеризующую определенный тип происходящих в объектах процессов, а также твердость, представляющую собой «внешнее» описание особенности объектов, обусловленной целым рядом их фундаментальных физических свойств. Соответственно модели конкретных величин также отличаются друг от друга уровнем абстрагирования: одни из них являются «первичными», описывающими фундаментальные свойства, а другие – «вторичными», построенными на базе первых.

Измеряемая величина представляет собой постоянный параметр модели объекта, отражающий ту его особенность, количественную оценку которой необходимо получить в результате измерения. Измеряемая величина может совпадать с выделенной физической величиной. В данном случае измеряемая и исходная физические величины тождественны. Если же свойства объекта зависят от времени или пространственных координат, то измеряемая величина представляет собой параметр (функционал) исходной физической величины. Например, если напряжение изменяется, то на его модели как функции времени выделяют постоянный параметр, который представляет собой измеряемую величину. Таким параметром может быть мгновенное или эффективное напряжение.

Средство измерений определяется как техническое средство, используемое при измерениях и имеющее нормированные метрологические свойства. Средство измерений входит в структуру измерения двояко. Во-первых, оно является реальным техническим устройством, которое приводят во взаимодействие с объектом. Это взаимодействие обуславливает появление входного сигнала средства измерений, отклик на который – выходной сигнал – несет информацию об измеряемой величине и подлежит в общем случае обработке с целью нахождения результата измерения и оценки его погрешности. Во-вторых, средство измерений характеризуется своей моделью, которая необходима для правильного применения средства и для эффективной обработки опытных данных. Модель средства измерений представлена совокупностью его метрологических характеристик, т. е. характеристик тех свойств, которые оказывают влияние на результаты и погрешности измерений.

Метод измерений определяется как «совокупность приемов использования принципов и средств измерений». Отметим, что метод измерений обусловлен целью измерения и, в свою очередь, определяет, как следует организовать взаимодействие средства измерений с объектом и каким об-

разом можно извлечь из исходных и опытных данных требуемую информацию. Таким образом, алгоритм обработки данных является составной частью метода измерений (возможна узкая трактовка метода измерений, включающая в себя лишь взаимодействие средств измерений с объектом исследования).

**Условия измерения** – важный фактор, определяющий состояние объекта и эффективность использования средства измерений. Различные условия, изменяя состояние объекта, влияют на выделенную физическую величину и через неё – на измеряемую величину и отклонение значения действительной измеряемой величины от той, которая определена при формулировании измерительной задачи. Влияние этих условий на средство измерений проявляется в изменении его метрологических характеристик; та часть указанного изменения, которая остается неконтролируемой, определяет степень недостоверности результата измерения.

«Уравнение измерения» представляет собой формализованное описание измерения и выражает связь между исходными и опытными данными, с одной стороны, и результатом измерения – с другой.

Уравнения измерений могут быть представлены в явном виде лишь для прямых и косвенных измерений; для других категорий измерений они имеют неявный вид. Уравнения, полезные для анализа конкретного измерения, должны служить для уточнения основного уравнения (1.1).

Результат измерения есть значение физической величины (совокупность значений), полученное в итоге измерения. Он выражается в форме именованного числа или ряда чисел. При аналоговой регистрации изменяющейся величины, которую можно рассматривать как совокупность незавершенных измерений, результатом служит кривая записи на механическом или электронном носителе. Если в состав алгоритма обработки данных включена процедура их аппроксимации, то результат может принять форму аналитической зависимости.

Измерение можно рассматривать как систему, состоящую из двух параллельных рядов соответствующих друг другу элементов, которые относятся к реальности и к ее отражению (познанию) – рис. 1.1. Первый ряд содержит цель измерения, модель объекта с выделенным на ней или введенным на ее основе параметром – измеряемой величиной, модель средства измерений с параметрами (метрологическими характеристиками), данные о влияющих физических величинах и помехах, воздействующих на объект и средство измерений, а также модель результатов наблюдений и алгоритм обработки.

Второй ряд включает в себя объект исследования с выделенной его особенностью – физической величиной, метод измерений, средство или средства измерений, условия проведения измерений, взаимодействие сред-

ства измерений с объектом и результаты этого взаимодействия: входное воздействие на средство измерений (входной сигнал) и отклик средства измерений на это воздействие – выходной сигнал средства измерений, дающий результаты наблюдений, а также вычислительные средства.

Элементы обоих рядов соответствуют друг другу по типу «реальность – отражение (модель)». Адекватность моделей соответствующим реальностям обусловлена теоретическими и экспериментальными исследованиями. Об адекватности модели объекта сказано выше. Модель средства измерений обоснована теоретически, а его метрологические характеристики получены экспериментально. При условии адекватности моделей алгоритмы вычислений результата измерения в реальном и модельном рядах тождественны. Таким образом, оба ряда неразрывно связаны между собой. Адекватность в целом реального и модельного рядов устанавливается по результатам измерительного эксперимента при оценке погрешности измерения. Если оценка погрешности оказывается существенно больше рассчитанной до измерения, то это свидетельствует о наличии неучтенных факторов – источников, составляющих погрешности, т. е. в конечном итоге о неадекватности модели измерения. Как следует из сказанного, под моделью измерения следует понимать описание его структурных элементов в их взаимосвязях и взаимодействии.

Таким образом, видим, что именно математическая обработка данных служит связующим звеном между структурными элементами измерения, относящимися к реальному и идеальному (модельному) рядам, а также помогает уяснить, что причиной несовершенства измерения (обобщенным источником погрешности результата) является неустранимая (принципиальным и техническим соображениям) неполнота или неадекватность модельного описания реальности (рис. 1.1).

Измерение является сложным процессом, для правильного выполнения которого необходимо знать его основные структурные элементы.

## 1.5. Определение измерения

*Измерение* – это нахождение значения физической величины с помощью специальных технических средств, называемых средствами измерений. Получаемая при измерении информация называется *измерительной*. Найденное в результате измерения значение величины называется *результатом измерения*. Наконец, в технической литературе и нормативной документации часто встречается термин *алгоритм измерения*, под которым следует понимать точное предписание о порядке выполнения операций, обеспечивающих измерение искомого значения величины.

**Экспериментальная операция**, выполняемая в процессе измерений, в результате которой получают одно значение (из группы значений) величины, называется **наблюдением**. В зависимости от особенностей объекта исследования для нахождения значения величины могут понадобиться либо однократное измерение, либо многократные наблюдения. При многократных наблюдениях результат измерения получают, обработав результаты наблюдений.

Совокупность физических явлений, на которых основано измерение, называют **принципом измерений** (например, термоэлектрический эффект, используемый при измерении температуры; пьезоэффект, используемый при измерении влажности, давления и т. д.).

В зависимости от признаков, положенных в основу классификации, измерения подразделяют на электрические и неэлектрические, аналоговые и цифровые, статические и динамические, однократные и многократные, равноточные и неравноточные, прямые, косвенные, совокупные и совместные.

Признаком деления измерений на **электрические и неэлектрические** является соответственно наличие или отсутствие в измерительной цепи преобразования в электрический сигнал. В большинстве случаев неэлектрические величины измеряют электрическими методами. Широкое внедрение электрических методов в область измерения неэлектрических величин объясняется их достоинствами, главными из которых являются: возможность осуществления дистанционных измерений и передачи результатов измерений на большие расстояния; возможность преобразования разнообразных неэлектрических величин в единую электрическую величину, чем создаются условия унификации измерительной аппаратуры; удобство автоматизации процесса измерения, возможность проведения непрерывных математических операций над результатом измерения, что позволяет автоматически вводить поправку в результаты измерений, интегрировать, дифференцировать результат; удобство в получении больших мощностей на выходе и многопредельность в измерении; возможность использования большой чувствительности и точности, которыми в ряде случаев обладают электроизмерительные приборы.

Для измерения неэлектрической величины электрическим методом необходимо предварительно преобразовать измеряемую неэлектрическую величину в электрическую с помощью измерительного преобразователя неэлектрической величины.

Деление измерений на **аналоговые и цифровые** обусловлено формой измерительной информации (аналоговой и цифровой), содержащейся в выходных сигналах аналоговых и цифровых измерительных приборов, с помощью которых осуществляются измерения. Выходным сигналом аналогового прибора является перемещение указателя вдоль его шкалы, по

которой оператор осуществляет квантование и цифровое кодирование числового значения измеряемой величины, чтобы найти ее значение. Выходной сигнал цифрового прибора представляет собой изображение числового значения измеряемой величины цифровыми знаками.

Деление измерений на статические и динамические определяется соотношением между значениями статической и динамической составляющими погрешности измерения. Измерения считаются *статическими*, если динамическая погрешность пренебрежимо мала по сравнению со статической. Если же её необходимо учитывать, то это будут уже *динамические* измерения. Статическими являются измерения величин с постоянным размером, в том числе интегральных значений (действующего значения, среднего) стационарных процессов. При этом время преобразования должно быть таким, чтобы успели закончиться переходные процессы, возникающие в измерительной цепи при подаче входного сигнала, при условии, что частотные характеристики цепи и сигнала согласованы между собой. При измерении мгновенных значений, а также постоянных величин при времени преобразования, недостаточном для затухания переходных процессов из-за инерционности измерительной цепи, возникают динамические погрешности.

Признаком деления измерений на *однократные (обыкновенные) и многократные (статистические)* служит число результатов наблюдений при измерении данной величины, на основании которых получают результаты измерения.

Многократные измерения величины неизменного размера называются *равноточными*, если они выполняются в одинаковых условиях с помощью тех же самых средств и тем же оператором; в противном случае – измерения *неравноточные*.

По способу получения числовых значений физических величин измерения подразделяются на прямые, косвенные, совместные и совокупные. При этом основным признаком является вид уравнения измерения, связывающего измеряемую и непосредственно наблюдаемые величины.

При *прямом измерении* измеряемая величина  $Q$  пропорциональна непосредственно наблюдаемой  $X$ :

$$Q = cX, \quad (1.2)$$

где  $c$  – заданный коэффициент.

Измерение падения напряжения на участке цепи с помощью вольтметра, измерение массы тела путем взвешивания на пружинных весах относятся к прямым измерениям.

При *косвенном измерении* величина  $Y$  является известной функцией от непосредственно наблюдаемых аргументов  $A_1, \dots, A_m$ :

$$Y = \varphi (A_1, \dots, A_m). \quad (1.3)$$

Измерение мощности, выделяемой током в резисторе, путем измерения действующей силы тока и активного сопротивления резистора, измерение плотности твердого тела путем измерений его массы и объема, а также измерение сопротивления участка цепи путем измерений силы тока и падения напряжения относятся к косвенным измерениям.

При **совместных измерениях** находят функциональную зависимость  $Y = f(X)$  между переменными неоднородными величинами  $X$  и  $Y$  путем измерения ряда величин  $X_1, \dots, X_m$  и соответствующих им величин  $Y_1, \dots, Y_m$ :

$$Y_i = f(X_i). \quad (1.4)$$

Многочисленные примеры совместных измерений дают задачи построения градуировочных характеристик средств измерений, т. е. зависимостей  $Y = f(X)$ , связывающих величину  $X$  на входе с величиной  $Y$  на выходе средства измерений. Например, упомянем линейную градуировочную характеристику вольтметра переменного тока и квадратичную характеристику воздушного термопреобразователя.

При **совокупных измерениях** значения набора одноименных величин  $Q_1, \dots, Q_k$ , как правило, определяют путем измерений сумм или разностей этих величин в различных сочетаниях:

$$Y_i = \sum_{j=1}^k c_{ij} Q_j, \quad (1.5)$$

где коэффициенты  $c_{ij}$  принимают значения +1 или 0.

Примерами совокупных измерений являются задачи калибровки наборов мер (например, наборов гирь или магазинов сопротивлений), а также калибровки углов многогранных призм. Эти и многие другие примеры будут рассматриваться далее.

**Методом измерений** называют способ (совокупность приемов) использования принципов и средств измерений.

**Алгоритм измерений** представляет собой последовательность операций подготовки и выполнение измерений, т. е. процедуру измерений.

Сочетание метода и алгоритма измерений составляет методику измерений. Методика измерений, требования к выполнению которой регламентированы соответствующими нормативно-техническими документами в виде стандарта или аттестата, называется **методикой выполнения измерений**.

Из определения понятия измерения следует, что неотъемлемым его признаком является сравнение информации о размере измеряемой величины с информацией об определенном размере, воспроизводимой мерой. Классифицируя методы измерений, можно выделить методы одновременного и разновременного сравнения. Сейчас методы разновременного срав-



нения часто называют методами непосредственной оценки, подразумевая под ними методы, основанные на использовании измерительных приборов, шкала которых проградуирована в единицах измеряемой величины. К методам непосредственной оценки относятся прямые измерения, за исключением методов, основанных на непосредственном сравнении размера измеряемой величины с размером величины, воспроизводимой мерой.

Методы, основанные на одновременном сравнении, объединены общим названием – **методы сравнения**. К ним относятся: компенсационный метод, метод противопоставления, метод замещения, метод совпадений, дифференциальный метод, нулевой метод (рис. 1.2).

**Компенсационный метод** измерений состоит в том, что на вход сравнивающего устройства (компаратора) одновременно воздействуют полярная или векторная измеряемая величина и одноименная ей величина, размер которой воспроизводится мерой, а соотношение между их размерами определяется по выходному сигналу сравнивающего устройства измерителем разности (рис. 1.3). **Пример:** измерение напряжения постоянного тока с помощью компенсатора путем сравнения с электродвижущей силой (ЭДС) нормального элемента.

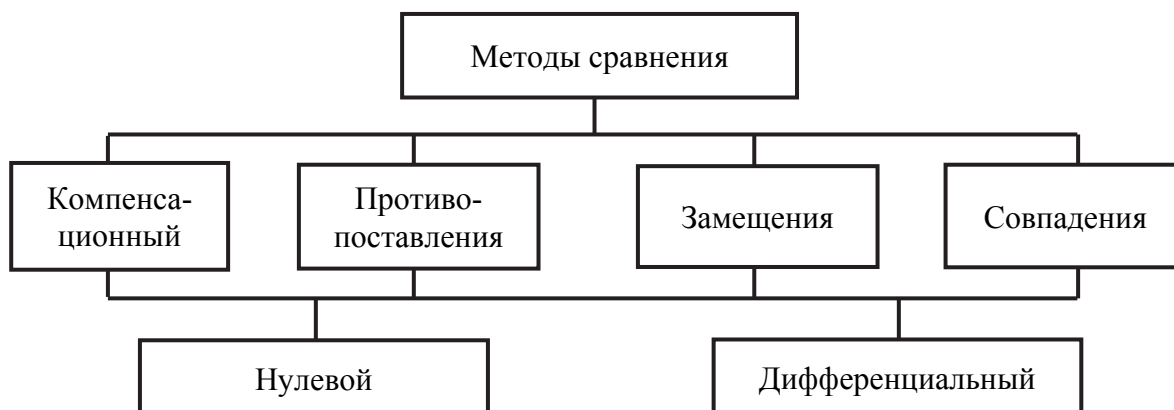


Рис. 1.2. Классификация методов сравнения

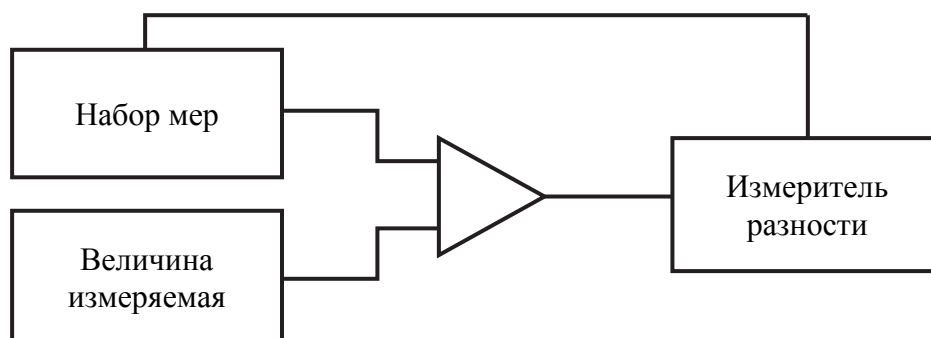


Рис. 1.3. Структура компенсационного метода

**Метод противопоставления** – метод измерений, при котором измеряемая величина и величина, размер которой воспроизводится мерой, одновременно воздействуют на разные входы двухканального сравнивающего устройства компаратора, по выходному сигналу которого измерителем разности определяется соотношение между размерами этих величин (рис.1.4). **Пример:** взвешивание на равноплечих весах.

**Метод замещения** – метод измерений, при котором эффект воздействия измеряемой величины на сравнивающее устройство (компаратор), запоминается, а затем восстанавливается воздействием величины, размер которой воспроизводится мерой (рис. 1.5). **Пример:** измерение сопротивления мостовой цепью с использованием замещающего магазина сопротивления.

**Метод совпадения** – метод измерений, при котором разница между эффектами, вызванными воздействием измеряемой величины и величины, размер которой воспроизводится мерой, определяется по совпадению отметок или периодических сигналов (рис. 1.6). **Пример:** использование нониусных шкал.

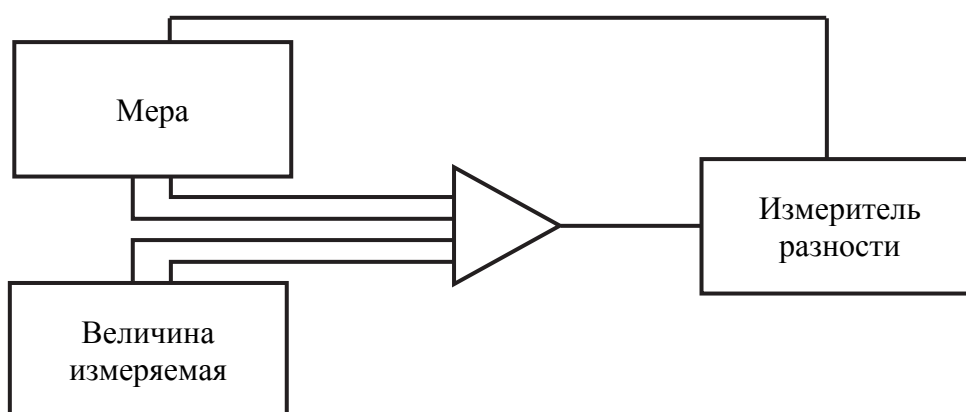


Рис. 1.4. Структура метода противопоставления

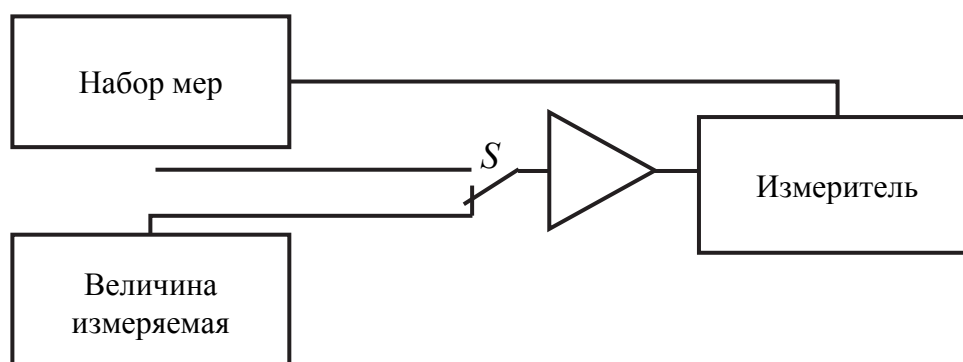


Рис. 1.5. Структура метода замещения

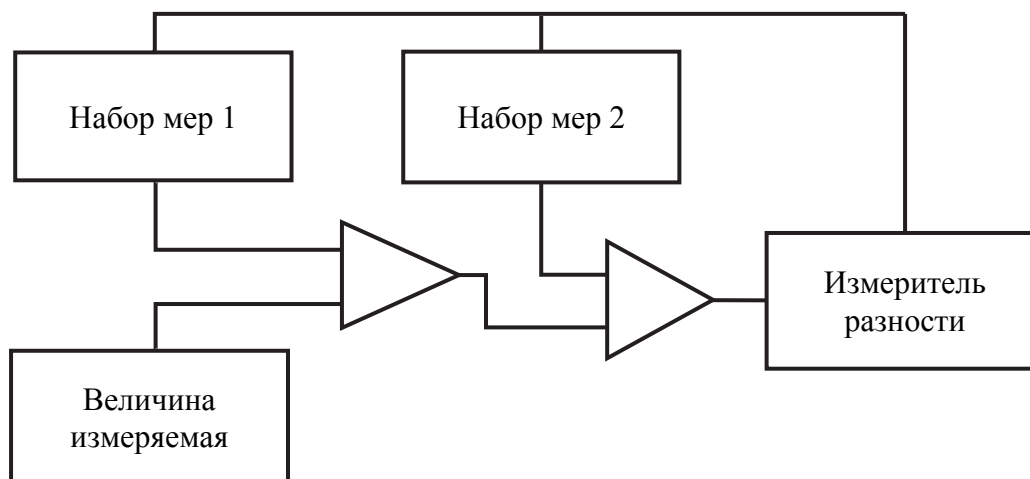


Рис. 1.6. Структура метода совпадения

**Дифференциальный метод** измерений заключается в том, что результирующий эффект сравнения измеряемой величины и меры, воздействующий на измеритель разности, не доводят до нуля, а измеряют и суммируют со значением меры.

**Нулевой метод** измерений заключается в том, что результирующий эффект сравнения измеряемой величины и меры, воздействующий на измеритель разности, доводят до нуля.

Из определений дифференциального и нулевого методов следует, что они могут относиться к любому из предыдущих методов сравнения с мерой в зависимости от полноты их реализации. Нулевой метод имеет место при полной компенсации, полном противопоставлении, полном замещении и полном совпадении (в пределах возможности компаратора), а дифференциальный – при неполной реализации этих методов.

Указанные особенности и различия методов измерений находят свое отражение в принципах построения измерительных приборов или используемых методах измерительных преобразований.

## 1.6. Роль измерений в науке и технике

В современном обществе метрология как наука и область практической деятельности играют большую роль. Это связано с тем, что практически нет ни одной сферы человеческой деятельности, где бы не использовались результаты измерений. В нашей стране ежедневно исполняется свыше 20 млрд различных измерений. Измерения являются неотъемлемой частью большинства трудовых процессов. Затраты на обеспечение и проведение измерений составляют около 20 % от общих затрат на производство продукции.

На основе измерений получают информацию о состоянии производственных, экономических и социальных процессов. Измерительная информация служит основой для принятия решений о качестве продукции при внедрении систем качества, в научных экспериментах и т. д. И только достоверность и соответствующая точность результатов измерений обеспечивает правильность принимаемых решений на всех уровнях управления. Получение недостоверной информации приводит к неверным решениям, снижению качества продукции, возможным авариям.

Для реализации положений большинства Законов РФ (например, «О защите прав потребителя», «О стандартизации», «О сертификации продукции и услуг», «Об энергосбережении» и др.) необходимо использование достоверной и сопоставимой информации.

Эффективное сотрудничество с другими странами, совместные разработки научно-технических программ (например, в области освоения космоса, медицины, охраны окружающей среды и др.), дальнейшее развитие торговых отношений требует растущего взаимного доверия к измерительной информации, являющейся по существу основным объектом обмена при совместном решении научно-технических проблем, основой взаимных расчетов при торговых операциях, заключении контрактов на поставку материалов, изделий, оборудования. Создание единого подхода к измерениям гарантирует взаимопонимание, возможность унификации и стандартизации методов и средств измерений, взаимного признания результатов измерений и испытаний продукции в международной системе товарообмена.

Для количественного определения (измерения) того или иного параметра, характеристики продукции, процесса, явления, т. е. любого объекта измерения, необходимо:

- выбрать параметры, характеристики, которые определяют интересующие нас свойства объекта; установить степень достоверности, с которой следует определять выбранные параметры; установить допуски, нормы точности и т. д.;
- выбрать методы и средства измерений для достижения требуемой точности; обеспечить готовность средств измерений выполнять свои функции привязкой средств измерений к соответствующим эталонам (посредством периодической поверки, калибровки средств измерений);
- обеспечить учёт или создание требуемых условий проведения измерений;
- обеспечить обработку результатов измерений и оценку характеристик погрешностей.

Перечисленные положения представляют собой своеобразную цепь, изъятие из которой какого-нибудь звена неизбежно приводит к получению

недостовой информации и, как следствие, к значительным экономическим потерям и принятию ошибочных решений.

Возможность применения результатов измерений для правильного и эффективного решения любой измерительной задачи определяется следующими тремя условиями:

- результаты измерений выражаются в узаконенных (установленных законодательством России) единицах;
- значения показателей точности результатов измерений известны с необходимой заданной достоверностью;
- значения показателей точности обеспечивают оптимальное в соответствии с выбранными критериями решение задачи, для которой эти результаты предназначены (результаты измерений получены с требуемой точностью).

Если результаты измерений удовлетворяют первым двум условиям, то о них известно все, что необходимо знать для принятия обоснованного решения о возможности их использования. Такие результаты можно сопоставлять, они могут использоваться в различных сочетаниях, различными людьми, организациями. В этом случае говорят, что обеспечено единство измерений – состояние измерений, при котором их результаты выражены в узаконенных единицах и погрешности результатов не выходят за установленные границы с заданной вероятностью.

Третье из перечисленных выше условий определяет требование к точности применяемых методов и средств измерений. Недостаточная точность измерений приводит к увеличению ошибок контроля, к экономическим потерям. Завышенная точность измерений требует затрат на приобретение более дорогих средств измерений. Поэтому это требование является не только метрологическим, но и экономическим требованием, так как связано с затратами и потерями при проведении измерений (затраты и потери – экономические критерии).

Если при измерениях соблюдаются все три условия (обеспечивается единство и требуемая точность измерений), то говорят о метрологическом обеспечении. Под **метрологическим обеспечением** понимается установление и применение научных и организационных основ, технических средств, правил и норм, необходимых для достижения единства и требуемой точности измерений.

**Научной основой метрологического обеспечения является метрология – наука об измерениях.**

Организационной основой является Государственная метрологическая служба (ГМС) России.

Техническими средствами являются: система средств измерений, эталонов, система передачи размеров единиц от эталона рабочим средст-

вам измерений, система стандартных образцов, система стандартных справочных данных.

Правила и нормы по обеспечению единства измерений установлены в Законе РФ «Об обеспечении единства измерений» и в нормативных документах Государственной системы обеспечения единства измерений.

Переход России к рыночной экономике определил новые условия для деятельности отечественных фирм, предприятий и организаций в области метрологического обеспечения. С принятием Закона РФ «Об обеспечении единства измерений» (в апреле 1993 г.) начался новый этап развития метрологии, который характеризуется переходом от административного принципа управления метрологической деятельностью к законодательному и в значительной степени гармонизацией российской системы измерений с международной практикой.

В Законе определены сферы деятельности, в которых соблюдение метрологических требований обязательно и на которые распространяется государственный метрологический надзор (статья 13):

- здравоохранение, ветеринария, охрана окружающей среды, обеспечение безопасности труда;
- торговые операции и взаимные расчеты между покупателем и продавцом, в том числе операции с применением игровых автоматов и устройств;
- государственные учетные операции;
- обеспечение обороны государства;
- геодезические и гидрометеорологические работы;
- банковские, налоговые, таможенные и почтовые операции;
- производство продукции, поставляемой по контрактам для государственных нужд в соответствии с законодательством Российской Федерации;
- испытания и контроль качества продукции в целях определения соответствия обязательным требованиям государственных стандартов Российской Федерации;
- обязательная сертификация продукции и услуг;
- измерения, проводимые по поручению органов суда, прокуратуры, арбитражного суда, государственных органов управления Российской Федерации;
- регистрация национальных и международных рекордов.

Государственный надзор за обеспечением единства измерений осуществляют государственные инспекторы, права и обязанности которых также определены Законом.

Следует отметить, что в деятельности по метрологическому обеспечению участвуют не только метрологи, т. е. лица или организации, ответ-

ственные за единство измерений, но и каждый специалист: или как потребитель количественной информации, в достоверности которой он заинтересован, или как участник процесса её получения и обеспечения достоверности измерений.

Современное состояние метрологического обеспечения требует высокой квалификации специалистов. Механическое перенесение зарубежного опыта в отечественные условия в настоящее время невозможно и специалистам необходимо иметь достаточно широкий кругозор, чтобы творчески подходить к выработке и принятию решений на основе измерительной информации. Это касается не только работников производственной сферы. Знания в области метрологии важны и для специалистов по реализации продукции, менеджеров, экономистов, которые должны использовать достоверную измерительную информацию в своей деятельности.

## 1.7. Понятие метрологического обеспечения

Народное хозяйство любой страны требует разнообразной информации о параметрах и характеристиках объектов исследований и измерений в науке, производстве, здравоохранении, сельском хозяйстве, на транспорте, в области охраны окружающей среды и в других сферах человеческой деятельности. В современной промышленности доля затрат труда на выполнение измерений составляет в среднем 10 % от общих затрат труда на всех этапах создания и эксплуатации продукции, а в отдельных отраслях, в частности, электронной, радиотехнической, химической, достигает 50–60 %. Для этой цели необходимо метрологическое обеспечение.

**Метрологическое обеспечение** – это установление и применение научных и организационных основ, технических средств, правил и норм, направленных на достижение единства, требуемой точности измерений.

Основными целями метрологического обеспечения являются:

- повышение качества продукции, эффективности управления производством и уровня автоматизации производственных процессов;
- обеспечение достоверного учета и повышение эффективности использования материальных ценностей и энергетических ресурсов;
- повышение эффективности мероприятий по профилактике, диагностике и лечению болезней, нормированию и контролю условий труда и быта людей, охране окружающей среды, оценке и рациональному учету использования природных ресурсов; повышение эффективности международного научно-технического, экономического и культурного сотрудничества.

Научной основой метрологического обеспечения является **метрология** – наука об измерениях, методах и средствах обеспечения их единства и способах достижения требуемой точности. К важнейшим направлениям

теоретической метрологии относятся: общая теория измерений, теория погрешностей, теория обработки результатов измерений.

Практические аспекты решения измерительных задач рассматриваются в разделе метрологии, называемом практической метрологией.

Организационными основами метрологического обеспечения являются метрологические службы и органы. Единство измерений обеспечивается Государственной метрологической службой, являющейся составной частью Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии Российской Федерации (ФАТРИМа РФ). Метрологическое обеспечение в министерствах и ведомствах организуют ведомственные метрологические службы.

Техническими основами метрологического обеспечения являются:

- средства измерений, применяемые при разработке, производстве и эксплуатации изделий;
- система государственных эталонов единиц физических величин;
- система передачи размеров единиц физических величин от эталонов рабочим средствам измерений;
- система разработки требований по метрологическому обеспечению;
- система разработки, постановки на производство и выпуска в обращение средств измерений;
- система государственной и ведомственной поверки средств измерений.

Практически ни одна задача не может быть решена успешно, если отсутствует исходная информация о множестве величин, необходимых для её решения. Причем основным критерием пригодности измерительной информации для решений той или иной конкретной задачи является соответствие точности этой информации тем требованиям, которые вытекают из содержания поставленной задачи. Если измерительная информация по своей точности не соответствует этим требованиям, то её использование серьезно затрудняет решение задачи, а еще хуже – может привести к ошибочному решению. Всякая попытка решить какую-либо задачу на основе недостаточно точной измерительной информации объективно обречена на неудачу и способна лишь нанести ущерб делу. Источником измерительной информации требуемой точности являются средства измерений.

## 1.8. Система обеспечения единства измерений

*Государственная система обеспечения единства измерений* (ГСИ) – государственная система управления деятельностью по обеспечению единства измерений (ОЕИ) в стране, возглавляемая, реализуемая и контролируемая ФАТРИМ России. Проблема повышения точности и достоверности



измерительной информации, т.е. проблема, которую должна решать метрология и результаты решения которой используют все отрасли народного хозяйства, была и остается одной из первостепенных государственных задач. Понятие «измерительная информация» охватывает любые данные о количественных характеристиках свойств веществ, материалов, изделий, продукции, процессов, явлений, полученные в результате выполнения измерений. На информации, полученной путем измерений, во многом основана деятельность всех органов управления народным хозяйством. В основе всей метрологической деятельности по решению любых научно-технических и производственных задач лежит единый метрологический базис. Этим базисом является единство измерений, т. е. такое состояние процессов получения и использования измерительной информации, при котором измерительная информация (результаты измерений) выражена в установленных единицах (шкалах) и (или) формах и оценены значения показателей ее точности (погрешности). Метрологическая деятельность, направленная на обеспечение возможности правильного и единообразного определения показателей точности (погрешности) измерительной информации, определяется как ОЕИ. До официального введения ГСИ метрологическая практика была ограничена основным, а по существу, единственным объектом деятельности – средствами измерений (мерами и измерительными приборами). Разработка ГСИ ознаменовала собой новый важный этап развития метрологической практики. Внедрение ГСИ впервые в законодательном порядке включило в сферу деятельности метрологической службы процессы и результаты измерений, переориентировало её цели и задачи с обеспечения единообразия мер и приборов на ОЕИ. При этом обеспечение единообразия мер и измерительных приборов вошло составной частью в круг задач ОЕИ.

ГСИ была принята Комитетом по стандартам 11.11.1966 г. В ее создании активное участие приняли Л.К. Горелов, М.А. Земельман, Л.А. Коноров, А.П. Руднев. Основной целью ГСИ как системы научной документации (НД), по существу, являлась регламентация метрологических правил подготовки и выполнения измерений, обработки и представления их результатов. Полное и повсеместное выполнение этих правил позволяло правильно оценивать погрешности получаемых и используемых результатов измерений.

Любая система, имеющая прикладное применение, имеет научные корни, т. е. зиждется на той или иной одной или нескольких науках. *Для ГСИ основой является метрология – наука об измерениях, методах, средствах и алгоритмах обеспечения их единства и способах достижения требуемой точности.* Нормальное функционирование ГСИ как системы нереализуемо без физики, экономики, математики, политологии, химии

и др. наук, но метрология была, есть и останется преобладающей. Именно метрологии решать проблему повышения точности и достоверности измерительной информации. Необходимость решения проблемы определена её высокой народно-хозяйственной значимостью, которая, в свою очередь, обусловлена следующими основными причинами.

1. Отказом от административных форм управления и введением в метрологическую практику норм и требований, учитывающих переход народного хозяйства на рыночную экономику. К таким нормам и требованиям в первую очередь следует отнести передачу ранее только государственных функций управления деятельностью по ОЕИ метрологическим службам федеральных органов государственной власти и юридических лиц, введение антимонопольной политики в проведении метрологических работ, создание институтов калибровки и сертификации средств измерений, не подпадающих под действие Государственного метрологического контроля и надзора (ГМКН).

2. Масштабами деятельности, связанной с измерениями, – каждую секунду у нас в стране выполняются сотни миллионов измерений, используемых для повышения степени безопасности труда и охраны окружающей среды, технического уровня и качества продукции, учета материальных ресурсов, оптимизации технологических процессов, обеспечения безопасной и безаварийной работы транспорта, устойчивости энергетических систем, для медицинских диагнозов и торговли. Измерения являются самым массовым продуктом человеческой деятельности и спрос на этот продукт, потребности общества в этом продукте возрастают из года в год.

3. Важностью и ответственностью измерений – измерения используются на всех этапах, на всех уровнях управления народным хозяйством, и их точностью обусловлена эффективность, действенность всех форм управления и правильность любых принимаемых на основе этих измерений решений. Таким образом, измерения становятся не только самым массовым, но и особо важным и ответственным продуктом, требования к качеству которого (т. е. к точности) также непрерывно возрастают.

4. Развитием международного научно-технического сотрудничества и международной торговли – эффективное сотрудничество с зарубежными странами, совместная разработка научно-технических программ (например, в области освоения космоса, мирового океана, медицины, охраны окружающей природной среды и др.), дальнейшее развитие торговых отношений, интеграции и кооперирования производства – все это требует растущего взаимного доверия к измерениям, являющимся одним из основных объектов обмена при совместном решении научно-технических проблем, основой взаимных расчетов при торговых операциях, заключении контрактов на поставку материалов и оборудования. Следовательно, и здесь необ-

ходимое качество измерений (их точность), единообразии принципов и способов оценки и контроля этого качества имеют первостепенное значение. Вышеизложенное подтверждает, что ГСИ как система НД уже не удовлетворяет современным условиям осуществления метрологической деятельности и, следовательно, стал необходимым пересмотр ее структуры и правового статуса. В соответствии с Законом РФ «Об обеспечении единства измерений» единство измерений сегодня рассматривается как одно из важнейших условий эффективности исследований и разработок, управления производством и другими объектами, диагностики и лечения болезней, достоверного учета материальных и энергетических ресурсов, контроля качества продукции, условий безопасности труда и охраны окружающей среды, надежности работы связи и транспорта, обороны государства, а ГСИ должна трактоваться как государственная система управления деятельностью по ОЕИ.

Таким образом, ГСИ – государственная система управления деятельностью по обеспечению такого состояния измерений, при котором их результаты выражены в узаконенных единицах величин и погрешности измерений не выходят за установленные границы с заданной вероятностью. Основные принципы Концепции совершенствования ГСИ сформулированы учеными ВНИИМС и ВНИИМ В.С. Александровым, Л.И. Асташенковым, Х.О. Малиновой, Г.П. Сафаровым, М.Н. Селивановым, Ю.В. Тарбеевым, М.Г. Шароновым. Следует отметить, что ГСИ, по сути, является квинтэссенцией Российской системы измерений, т.е. такой системы, которая представляет собой конгломерат следующих элементов: метрология, измерительная техника и потребители измерительной техники и измерительной информации. Российская система измерений должна охватывать (и охватывает) как органы и службы, обеспечивающие единство измерений в стране, так и разработчиков, производителей и пользователей продукции приборостроения. Государственное управление деятельностью по ОЕИ осуществляет ФАТРИМ России (статья 4 Закона РФ «Об обеспечении единства измерений»). Управление ОЕИ в отраслях народного хозяйства, Вооруженных силах РФ, на предприятиях и в организациях осуществляют руководители структур, определяемые в порядке, установленном законодательством РФ.

Итак, основная цель ГСИ формулируется следующим образом: создание на межотраслевом уровне правовых, нормативных, организационных, технических и экономических условий, необходимых для решения задач по обеспечению возможности всем отраслям, предприятиям, организациям, исследователям, специалистам во всех сферах деятельности правильно оценивать точность выполняемых ими измерений, а также, что не менее важно, оценивать влияние точности измерений на правильность ос-

нованной на результатах измерений информации о свойствах веществ и материалов, о количестве и качестве материальных и энергетических ресурсов, сырья, материалов, полуфабрикатов, продукции, о характеристиках процессов и явлений. Определение круга задач, которые должна решать ГСИ для достижения этой цели, требует в первую очередь определения конгломерата метрологических объектов и процессов (видов) деятельности. Этот конгломерат весьма обширен: от фундаментальных физических и химических констант до квалифицированных кадров-метрологов. Реализация ранее сформулированной цели возможна, если ГСИ вместо системы НД будет рассматриваться как функционально-организационно-техническая система, включающая в себя правовую, организационную и техническую подсистемы. Объединение этих сегодня реально существующих элементов в одну систему и присвоение этому объединению наименования «ГСИ» дает возможность обосновать, увязать рациональные пути и направления развития всех ее составляющих подсистем с единой целью, с единых системных позиции. Соответственно определяются следующие основные задачи ГСИ:

- разработка оптимальных принципов управления деятельностью по ОЕИ;
- организация и проведение фундаментальных научных исследований с целью создания более совершенных и точных методов и средств воспроизведения и передачи размеров единиц величин и шкал измерений;
- установление единиц величин и шкал измерений, допускаемых к применению;
- установление основных понятий метрологии, унификация их терминов и определений; установление экономически рациональной системы государственных эталонов тока (ГЭТ), их создание, утверждение, применение и совершенствование;
- установление систем (по видам измерений) передачи размеров единиц величин и шкал измерений от ГЭТ средствам измерений, применяемым в стране;
- создание и совершенствование вторичных и рабочих эталонов, комплектных поверочных установок и лабораторий;
- установление общих метрологических требований к эталонам, средствам измерений, методикам выполнения измерений (МВИ), методикам поверки (калибровки) средств измерений и всех других требований, соблюдение которых является необходимым условием ОЕИ;
- разработка и экспертиза разделов метрологического обеспечения федеральных и иных государственных программ, в том числе программ создания и развития производства оборонной техники; осуществление ГМК;
- утверждение типа средств измерений, поверка средств измерений, лицензирование деятельности юридических и физических лиц по изготов-

лению, ремонту, продаже и прокату средств измерений; осуществление ГМН за выпуском, состоянием и применением средств измерений, аттестованными МВИ, эталонами, соблюдением метрологических правил и норм, количеством товаров, отчуждаемых при совершении торговых операций, количеством фасованных товаров в упаковках любого вида при их расфасовке и продаже;

- разработка принципов оптимизации материально-технической и кадровой базы органов ГМС;
- аттестация МВИ;
- калибровка и сертификация средств измерений, не подлежащих ГМКН;
- аккредитация метрологических служб и иных структур юридических или физических лиц по различным видам метрологической деятельности;
- аккредитация поверочных, калибровочных, измерительных, испытательных и аналитических лабораторий, лабораторий неразрушающего и радиационного контроля в составе действующих в РФ систем аккредитации;
- участие в работе международных организаций, деятельность которых связана с ОЕИ, и в подготовке к вступлению России во Всемирную торговую организацию (ВТО);
- установление совместно с компетентными федеральными органами государственной власти порядка определения стоимости (цены) метрологических работ и регулирования тарифов на эти работы;
- организация подготовки и подготовка кадров метрологов; информационное обеспечение по вопросам ОЕИ; совершенствование и развитие ГСИ.

Гарантией успешного решения поставленных задач и соответственно надёжного функционирования ГСИ является четкое взаимодействие составляющих её подсистем (как было упомянуто ранее, правовой, организационной и технической). Правовая подсистема представляет собой комплекс законодательных актов и межотраслевых нормативных и рекомендательных документов, регламентирующих общие правила и нормы в метрологии, государственных поверочных схемах (ГПС), методики поверки (калибровки) и МВИ. Комплекс метрологических документов основан и тесно взаимосвязан с Государственной системой стандартизации, которая определяет порядок планирования, разработки, внедрения документов, структуру их построения и содержания. Документы ГСИ также взаимосвязаны со стандартами Единой системы конструкторской документации (ЕСКД) и Единой системы технологической подготовки производства (ЕСТПП). В свою очередь, нормы и требования, установленные в метрологических документах, учитываются в этих системах.

Организационная подсистема ГСИ – совокупность подразделений Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии (ФАТРИМ) России, осуществляющих функции по обеспечению единства измерений, Главного научного метрологического центра (ГНМЦ) и органов ГМС, Государственной службы времени и частоты (ГСВЧ), Государственной службы стандартных образцов состава и свойств веществ и материалов (ГССО), Государственной службы стандартных справочных данных (ГСССД), метрологических служб федеральных органов государственной власти и юридических лиц, Метрологической службы Вооруженных Сил РФ, деятельность которых направлена на обеспечение единства и требуемой точности измерений при исследованиях, разработке, производстве, испытаниях, контроле, эксплуатации и ремонте продукции. Техническую подсистему составляют ГЭТ, установки высшей точности (УВТ), рабочие эталоны всех разрядов, СО и испытательное оборудование, необходимые для осуществления метрологического контроля и надзора. Эти подсистемы реально функционируют уже в течение многих десятилетий. Так, в частности, нормативная база ГСИ к началу 1999 г. насчитывает около 2 500 обязательных и рекомендательных документов, регламентирующих практически все аспекты в области метрологии. Возглавляют этот солидный массив документации Закон РФ «Об обеспечении единства измерений» и Постановление Правительства РФ от 12 февраля 1994 г. № 100. Организационную, научную и практическую деятельность по обеспечению единства измерений осуществляют 11 метрологических научно-исследовательских институтов и центров и 104 центра стандартизации и метрологии (ЦСМ) ФАТРИМ России, более 30 тысяч метрологических служб организаций и предприятий других министерств и ведомств. Техническую основу составляют 114 ГЭТ, 76 УВТ, около 15 млн рабочих эталонов (ранее – образцовых средств измерений) и средств испытаний, более 8 000 типов стандартных образцов.

### **1.9. Структура и функции государственной метрологической службы и метрологических служб организаций**

В настоящее время метрологическая служба России состоит из Государственной метрологической службы, а также из метрологических служб органов Государственного управления и юридических лиц. Единство измерений этих служб заключается в руководстве Госстандартом России всей метрологической деятельностью, в единой основной задаче – обеспечении единства измерений и единых нормативных документов по вопросам метрологического обеспечения, имеющих обязательную силу на территории РФ.

Государственная метрологическая служба включает:

- государственные научные метрологические центры (ГНМЦ);
- органы Государственной метрологической службы на территориях республик в составе Российской Федерации, автономной области, автономных округов, областей, городов Москвы и Санкт-Петербурга.

Общее руководство Государственной метрологической службой осуществляет Федеральное агентство по техническому регулированию и метрологии, на которое Законом «Об обеспечении единства измерений» возложены следующие функции:

- межрегиональная и межотраслевая координация деятельности по обеспечению единства измерений;
- представление Правительству РФ предложений по единицам величин, допускаемым к применению;
- установление правил создания, утверждения, хранения и применения эталонов единиц величин;
- определение общих метрологических требований к средствам, методам и результатам измерений;
- государственный метрологический контроль и надзор;
- контроль за соблюдением условий международных договоров РФ о признании результатов испытаний и поверки средств измерений;
- руководство деятельностью Государственной метрологической службы и иных государственных служб обеспечения единства измерений;
- участие в деятельности международных организаций по вопросам обеспечения единства измерений;
- утверждение нормативных документов по обеспечению единства измерений;
- утверждение государственных эталонов;
- установление межповерочных интервалов средств измерений;
- отнесение технических устройств к средствам измерений;
- установление порядка разработки и аттестации методик выполнения измерений;
- ведение и координация деятельности Государственных научных метрологических центров, Государственной метрологической службы, Государственной службы времени и частоты, Государственной службы стандартных образцов, Государственной службы стандартных справочных данных;
- аккредитация государственных центров испытаний средств измерений;
- утверждение типа средств измерения;
- ведение Государственного реестра средств измерений;

- аккредитация метрологических служб юридических лиц на право поверки средств измерений;
- утверждение перечней средств измерений, подлежащих поверке;
- установление порядка лицензирования деятельности юридических и физических лиц по изготовлению, ремонту, продаже и прокату средств измерений;
- организация и координация деятельности государственных инспекторов по обеспечению единства измерений;
- организация деятельности и аккредитация метрологических служб юридических лиц на право проведения калибровочных работ;
- планирование и организация выполнения метрологических работ.

В состав Государственной метрологической службы входит ряд метрологических научно-исследовательских институтов:

- Всероссийский научно-исследовательский институт метрологической службы (ВИНИМС, г. Москва);
- НПО «ВНИИ метрологии имени Д.И. Менделеева» (ВНИИМ, г. С.-Петербург);
- НПО «ВНИИ физико-технических и радиотехнических измерений» (ВНИИФТРИ, Московская область);
- Сибирский государственный научно-исследовательский институт метрологии (СНИИМ, г. Новосибирск);
- Уральский научно-исследовательский институт метрологии (УНИИМ, г. Екатеринбург);
- Всероссийский научно-исследовательский институт расходомерии (ВНИИР, г. Казань);
- Восточно-сибирский научно-исследовательский институт физико-технических и радиотехнических измерений (ВС ВНИИФТРИ, г. Иркутск).

Государственные научные метрологические центры несут ответственность за создание, совершенствование, хранение и применение государственных эталонов, а также за разработку нормативных документов по обеспечению единства измерений. Научные центры являются хранителями государственных эталонов, проводят исследования в области теории измерений, принципов и методов высокоточных измерений, разработки научно-методических основ совершенствования Российской системы измерений.

Органами Государственной метрологической службы являются центры стандартизации, метрологии и сертификации – ЦСМиС (их более 100). Эти центры расположены по всей территории России. В Москве находится Российский центр испытаний и сертификации (РОСТЕСТ-Москва), в Санкт-Петербурге – Тест-С.-Петербург. Органы государственной службы проводят работы по поверке и калибровке средств измерений, осуществ-



ляют Государственный метрологический контроль и надзор за обеспечением единства измерений.

Обеспечением единства измерений заняты и другие государственные службы: Государственная служба времени и частоты и определения параметров Земли, Государственная служба стандартных образцов состава и свойств веществ и материалов, Государственная служба стандартных справочных данных о физических константах и свойствах веществ и материалов.

Метрологические службы государственных органов управления и юридических лиц создаются для выполнения работ по обеспечению единства измерений, повышения уровня метрологического обеспечения. Допускается возложение отдельных функций метрологической службы на иные структурные подразделения. Метрологические службы государственных органов управления и юридических лиц организуют свою деятельность на основе положений Закона РФ «Об обеспечении единства измерений», других законодательных и нормативных документов, регламентирующих вопросы метрологии. Основные задачи, права и обязанности метрологических служб государственных органов управления и юридических лиц независимо от форм собственности определены в Правилах ПР 50.732-93 ГСИ «Типовое положение о метрологической службе государственных органов управления и юридических лиц».

Метрологическая служба государственного органа управления представляет собой систему, образуемую приказом руководителя государственного органа управления, которая может включать: подразделение (службу) главного метролога в центральном аппарате; головные и базовые организации метрологической службы в отраслях; метрологические службы предприятий.

К основным задачам метрологических служб относятся:

- калибровка средств измерений;
- надзор за состоянием и применением средств измерений, аттестованными методиками выполнения измерений, эталонами единиц величин, применяемых для калибровки средств измерений, соблюдением метрологических правил и норм, нормативных документов по обеспечению единства измерений;
  - выдача обязательных предписаний, направленных на предотвращение, прекращение или устранение нарушений метрологических правил и норм;
  - проверка своевременности представления средств измерений на испытания в целях утверждения типа средств измерений, а также на поверку и калибровку;
  - анализ состояния измерений, испытания и контроля на предприятии, в организации.

Метрологические службы организаций должны уделять особое внимание состоянию измерений, соблюдению метрологических правил и норм в сферах деятельности организаций, предусмотренных Законом РФ «Об обеспечении единства измерений» (ст. 13): при испытаниях и контроле качества продукции в целях определения соответствия обязательным требованиям государственных стандартов, при выполнении организацией работ по обязательной сертификации продукции и услуг и др.

Специалисты метрологических служб организаций должны принимать активное участие в аттестации испытательных подразделений, в подготовке к сертификации систем качества.

Заинтересованные метрологические службы организаций любой ведомственной принадлежности и формы собственности по своей инициативе могут быть аккредитованы на техническую компетентность в области обеспечения единства и требуемой степени точности измерений. Эта деятельность может определяться и как метрологическая услуга, оказываемая юридическим и физическим лицам.

## 1.10. Государственная поверочная служба

*Поверка средств измерений* – совокупность операций, выполняемых органами ГМС (другими уполномоченными на то органами, организациями) с целью определения и подтверждения соответствия средств измерений установленным техническим требованиям. Цель поверки – ОЕИ в той части, которая связана с требованием о невыходе погрешностей мер и измерительных приборов за установленные границы с заданной вероятностью.

Поверку в России осуществляют 11 метрологических научно-исследовательских институтов (НИИ), 100 ЦСМ или 570 метрологических служб юридических лиц, аккредитованных на право поверки.

Поверка является одной из форм Государственного метрологического надзора (ГМН) и включает в себя необходимый набор требований и процедур, обеспечивающих метрологическую пригодность средств измерений.

Существуют три группы требований, регламентируемых для средств измерений: нормативные, технические, метрологические (последние являются частью технических требований).

Нормативные требования включают в себя критерии идентификации отдельных типов средств измерений, характеристики их внешнего вида, условия применения, критерии установления соответствия или несоответствия средств измерений предъявляемым к ним требованиям, методики поверки.

Технические требования устанавливают основные характеристики средств измерений, необходимые для определения пригодности данного средства для решения той или иной измерительной задачи.

Метрологические требования устанавливают такие свойства средств измерений, как пределы допускаемой погрешности (или показатели неопределенности) и условия, при которых обеспечиваются эти характеристики.

С целью создания условий для обеспечения пригодности средств измерений, не подлежащих ГМКН, в стране организована и функционирует с 1995 г. Российская система калибровки (РСК).

РСК строится на следующих принципах:

- добровольность вступления; обязательная передача размеров единиц от государственных эталонов или установок высшей точности рабочим средствам измерений;
- профессионализм и техническая компетентность субъектов РСК;
- самокупаемость.

Вступление метрологической службы юридического лица в РСК посредством проведения аккредитации осуществляется на добровольной основе. Основным стимулом вступления в РСК, как это имеет место в международной практике, является усиление степени доверия потребителя к показателям качества продукции, контролируемым путем измерений, что повышает конкурентоспособность продукции. Кроме того, процесс сертификации продукции в соответствии с требованиями международных стандартов ИСО/МЭК серии 9000 и общеевропейскими стандартами EN 45000 выдвигает обязательное требование аккредитации испытательных и калибровочных лабораторий, являющейся условием признания достигаемого качества. Последнее является стимулом для вступления метрологических служб предприятий в РСК.

Членство в РСК позволяет метрологическим службам получать также методическое и информационное обеспечение по всем аспектам калибровочной деятельности. Обязательная передача размеров единиц от государственных эталонов или установок высшей точности при помощи рабочих эталонов, находящихся в органах ГМС, эталонам предприятий и далее рабочим средствам измерений является главным условием для обеспечения единства и достоверности результатов измерений.

Профессионализм и техническая компетентность субъектов РСК – непереносимое условие гарантии высокого качества калибровочных работ и обеспечения престижности членства в РСК.

Самокупаемость РСК диктуется требованиями рыночной экономики, так как потребность в обеспечении точных и достоверных результатов измерений в ходе развития экономики не уменьшается, а возрастает.

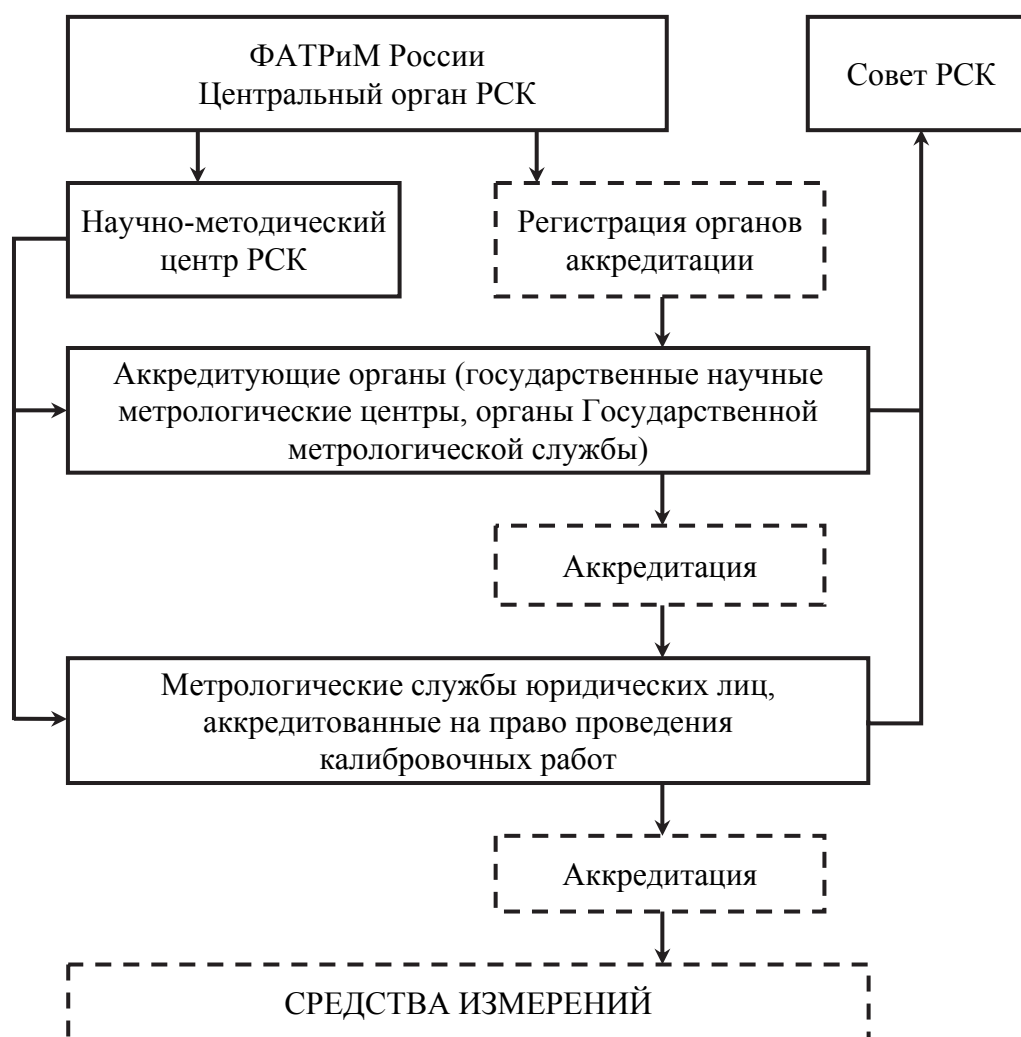


Рис. 1.7. Структура РСК

Субъектами РСК являются (рис. 1.7):

- метрологические службы юридических лиц, аккредитованные на право калибровки средств измерений с использованием эталонов, подчиненных государственным эталонам или установкам высшей точности;
- ГНМЦ и органы ГМС, зарегистрированные в РСК как аккредитуемые органы, имеющие право аккредитовывать метрологические службы юридических лиц на право калибровки средств измерений;
- ФАТРИМ России, являющийся Центральным органом РСК, координирующим деятельность субъектов РСК; ВНИИМС, осуществляющий функции по организационному, методическому и информационному обеспечению деятельности РСК;
- совещательный орган РСК – Совет РСК, образованный ФАТРИМ России для формирования и обсуждения проектов решений Центрального органа РСК по вопросам технической политики деятельности РСК. Членами Совета РСК могут быть руководители аккредитуемых органов, руко-

водители аккредитованных метрологических служб, представители отраслей народного хозяйства и предприятий, научно-исследовательских институтов и объединений, а также других заинтересованных в РСК обществ и объединений.

### 1.11. Средства измерений. Классификация средств измерений

**Средство измерений** (СИ) – это техническое средство (или их комплекс), предназначенное для измерений, имеющее нормированные метрологические характеристики, воспроизводящее и (или) хранящее единицу физической величины, размер которой принимается неизменным (в пределах установленной погрешности) в течение известного интервала времени. Данное определение раскрывает метрологическую сущность средств, измерения, заключающуюся в умении хранить (или воспроизводить) единицу физической величины и в поддержании неизменности размера хранимой единицы во времени. Первое позволяет выполнить собственно измерение, суть которого, как известно, состоит в сравнении измеряемой величины с ее установленной единицей. Второе принципиально необходимо, поскольку при изменении размера хранимой единицы физической величины с помощью данного средства измерения нельзя получить результат измерения с требуемой точностью.

Используемые в различных областях науки и техники средства измерений чрезвычайно многообразны. Однако для этого множества можно выделить некоторые общие признаки, присущие всем средствам измерений независимо от области применения.

По роли, выполняемой в системе обеспечения единства измерений, средства измерений делятся на следующие виды:

- **метрологические**, предназначенные для метрологических целей – воспроизведения единицы и (или) ее хранения или передачи размера единицы рабочим средствам измерений;
- **рабочие**, применяемые для измерений, не связанных с передачей размера единиц.

Метрологические средства измерений весьма немногочисленны. Они разрабатываются, производятся и эксплуатируются в специализированных научно-исследовательских центрах. Поэтому подавляющее большинство используемых на практике средств измерений принадлежат ко второй группе.

По уровню автоматизации все средства измерений делятся на три основные группы:

- **неавтоматические**;
- **автоматизированные**, производящие в автоматическом режиме одну или часть измерительной операции;

- **автоматические**, производящие в автоматическом режиме измерения и все операции, связанные с обработкой их результатов, регистрацией, передачей данных или выработкой управляющих сигналов.

По уровню стандартизации средства измерений делятся на:

- **стандартизованные**, изготовленные в соответствии с требованиями соответствующего государственного или отраслевого стандарта;
- **нестандартизованные** (уникальные), применяемые для решения специфических измерительных задач в специальных направлениях науки и техники, в стандартизации требований к которым нет необходимости.

Подавляющее большинство средств измерений является **стандартизованным**. Они выпускаются серийно и обязательно подвергаются государственным испытаниям. **Нестандартизованные** средства измерений разрабатывают специализированные научно-исследовательские организации и выпускают единичными экземплярами. Они не проходят государственных испытаний, их характеристики определяют при метрологической аттестации.

По отношению к измеряемой физической величине средства измерений подразделяются на:

- **основные** – это средства измерений той физической величины, значение которой необходимо получить в соответствии с измерительной задачей;
- **вспомогательные** – это средства измерений той физической величины, влияние которой на основное средство измерений или объект измерения необходимо учесть для получения результатов измерения требуемой точности.

Классификация по назначению, роли в процессе измерения и выполняемым функциям является основной и представлена на рис. 1.8.

По реализации процедуры измерения средства измерений бывают **элементарными и комплексными**.

Средства измерений разделяют на меры, устройства сравнения (компараторы), измерительные преобразователи, измерительные приборы, измерительные установки и измерительные системы (ИС). Измерительные системы условно делят на информационно-измерительные (ИИС), измерительно-вычислительные комплексы (ИВК) и компьютерно-измерительные (КИС).

### Элементарные средства измерений

**Элементарные средства измерений** предназначены для реализации отдельных операций прямого измерения.

К ним относятся меры, устройства сравнения и измерительные преобразователи. Каждое из них, взятое по отдельности, не может осуществить операцию измерения.

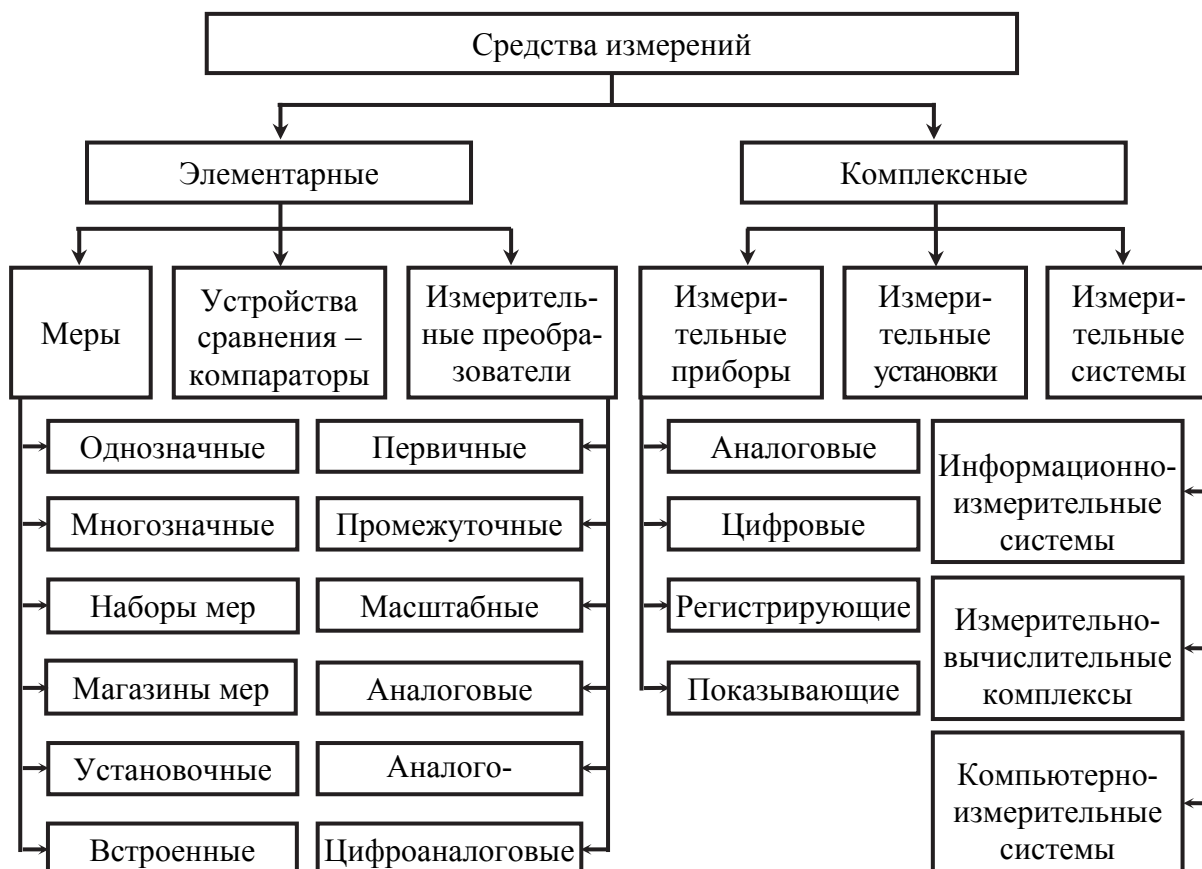


Рис. 1.8. Классификация средств измерений

**Мера** – средство измерений, предназначенное для воспроизведения физической величины заданного размера (значения). В качестве меры в радиоизмерениях, в частности, используются: кварцевый автогенератор (точнее частота колебаний кварцевого генератора) – мера частоты электрических колебаний; измерительный резистор – мера электрического сопротивления; измерительный конденсатор – мера электрической емкости. Меры бывают однозначными и многозначными.

**Однозначная мера** воспроизводит физическую величину одного размера. Например, измерительный резистор, измерительный конденсатор постоянной емкости, ЭДС нормального элемента.

**Многозначная мера** воспроизводит ряд одноименных величин различного размера, например, потенциометр, вариометр индуктивностей, конденсатор переменной емкости.

Кроме этого, различают **наборы мер, магазины мер, установочные и встроенные меры**. Набор мер – специально подобранный комплект однотипных элементов, применяемых не только по отдельности, но и в различных сочетаниях для воспроизведения ряда одноименных величин раз-

личного размера, например, набор измерительных резисторов, или конденсаторов.

**Устройство сравнения (компаратор)** – это средство измерений, позволяющее сравнивать друг с другом меры однородных величин или показания измерительных приборов. Примером может служить фотореле, включающее (выключающее) уличное электрическое освещение. Во многих относительно простых средствах измерений роль компаратора выполняют органы чувств человека – главным образом зрение, например, при сравнении отклонения указателя прибора и числа делений, нанесенных на его шкале.

Степень совершенства компаратора определяется минимально возможным порогом чувствительности, а также его быстродействием – временем переключения из одного состояния в другое. У идеального компаратора порог и время переключения равны нулю. В реальных схемах компаратора вводят порог срабатывания (для исключения так называемого «дребезга контактов»), что приводит к возникновению аддитивной (суммируемой с измеряемой величиной) погрешности.

**Измерительный преобразователь** – средство измерений, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, удобной для передачи, преобразования, обработки и хранения, но не поддающейся непосредственному восприятию наблюдателем. Измерительные преобразователи могут как входить в состав измерительных приборов, так и применяться самостоятельно. Измерительные преобразователи, которые ГОСТ по сложившейся традиции рассматривает как самостоятельный класс средств измерений, не могут по своей сути считаться хранителями единицы измерения. Зачастую конструктивно обособленные первичные преобразователи называют датчиками.

Работа измерительного преобразователя протекает в условиях, когда помимо основного сигнала  $X$ , связанного с измеряемой величиной, на него воздействует множество других сигналов  $Z$ , являющихся в данном случае помехами. Выходным сигналом измерительного преобразователя служит некая величина  $Y$  (напряжение, ток).

Важнейшей характеристикой измерительного преобразователя является функция (уравнение) преобразования, которая описывает статические свойства преобразователя и в общем случае записывается в виде  $Y = F(X, Z)$ . Необходимо отметить, что преобразования измеряемых величин всегда таят в себе опасность внесения погрешностей в результат измерений.

Измерительные преобразователи классифицируют по ряду специфических признаков.

По местоположению в измерительной цепи преобразователи делятся на первичные и промежуточные.



**Первичный преобразователь** – измерительный преобразователь, к которому подведена измеряемая величина, т. е. является первым в измерительной цепи. Например: термopара в цепи термоэлектрического термометра.

**Промежуточный преобразователь** располагается в измерительной цепи после первичного.

Важной разновидностью преобразователей является **масштабный преобразователь** – измерительный преобразователь, предназначенный для изменения размера величины или измерительного сигнала в заданное число раз. Например: измерительный трансформатор тока, делитель напряжения, измерительный усилитель.

По виду входных и выходных величин измерительные преобразователи делятся на следующие:

- **аналоговые**, преобразующие одну аналоговую величину в другую аналоговую величину;
- **аналого-цифровые** (АЦП), предназначенные для преобразования аналогового измерительного сигнала в цифровой код;
- **цифроаналоговые** (ЦАП), предназначенные для преобразования цифрового кода в аналоговую величину.

Еще одним типом преобразователей является передающий преобразователь – **измерительный преобразователь**, служащий для дистанционной передачи сигнала измерительной информации к другим устройствам или системам.

### **Комплексные средства измерений**

Комплексные средства измерений предназначены для реализации всей процедуры измерения. К ним относятся измерительные приборы, измерительные установки и измерительные системы.

Измерительным прибором называется средство измерения, предназначенное для выработки определенного вида сигнала измерительной информации в форме, доступной для непосредственного восприятия оператором.

В электронной технике, радиотехнических цепях, устройствах и системах, а также системах связи сигналом измерительной информации является, как правило, электрический сигнал, функционально связанный с измеряемой физической величиной. **Информативным параметром входного электрического сигнала** средства измерения служит параметр входного сигнала, функционально связанный с измеряемой физической величиной и используемый для передачи ее значения или являющийся самой измеряемой величиной.

Категория средств измерений, охватывающая измерительные приборы и преобразователи, называется **измерительными устройствами**.

Измерительные приборы принято классифицировать по ряду специфических признаков.

По форме индикации измеряемой величины все радиоизмерительные приборы делят на показывающие и регистрирующие, среди которых различают самопишущие и печатающие.

**Показывающий измерительный прибор** – устройство, предназначенное только для считывания показаний, например вольтметр.

**Регистрирующий измерительный прибор** – прибор, в котором предусмотрена регистрация показаний измеряемой величины, например универсальный осциллограф.

**Самопишущий измерительный прибор** – регистрирующий прибор, в котором предусмотрена запись показаний в форме диаграммы.

**Печатающий измерительный прибор** – регистрирующий измерительный прибор, в котором предусмотрена печать показаний, как правило, в цифровой форме.

По методу преобразования измеряемой величины различают приборы прямого, компенсационного (уравновешивающего) и смешанного преобразования.

По назначению измерительные приборы делятся на амперметры, вольтметры, омметры, частотомеры и т. д.

Измерительные приборы, используемые в радиотехнике, по структурной схеме можно в самом общем виде разделить на электромеханические и электронные. К радиоизмерительным приборам относятся только электронные, в состав которых в качестве отсчётного узла могут ещё входить электромеханические устройства.

По форме преобразования используемых измерительных сигналов приборы разделяются на аналоговые и цифровые.

**Аналоговый измерительный прибор** – средство измерения, показания которого являются непрерывной функцией изменения измеряемой величины. Аналоговые приборы делят на четыре основные группы, предназначенные для различных измерительных целей.

В первую входят приборы для измерения параметров и характеристик сигналов (например, осциллографы, вольтметры, частотомеры, анализаторы спектра и т. д.).

Вторую группу образуют приборы для измерения параметров и характеристик активных и пассивных элементов электрических схем. Это – измерители сопротивления, емкости, индуктивности, параметров микросхем, транзисторов, а также приборы для снятия частотных и переходных характеристик.

Третья группа – измерительные генераторы, являющиеся источниками сигналов различной амплитуды, формы и частоты.

В четвертую группу входят элементы измерительных схем: преобразователи, аттенюаторы, циркуляторы, фазовращатели, направленные ответвители и т. д.

**Цифровым измерительным прибором** (ЦИП) называется средство измерения, автоматически вырабатывающее дискретные сигналы измерительной информации, показания которого представлены в цифровой форме.

ЦИП имеют перед аналоговыми ряд преимуществ:

- удобство и объективность отсчета измеряемых величин;
- высокая точность результатов измерения;
- широкий динамический диапазон при высокой разрешающей способности;
- высокое быстродействие из-за отсутствия подвижных электромеханических элементов;
- возможность автоматизации процесса измерения;
- возможность использования новейших достижений микроэлектроники;
- высокая устойчивость к внешним механическим и климатическим воздействиям.

По принципу действия измерительные приборы делят на ряд классов, перечисленных ниже.

**Измерительные приборы прямого действия**, в которых предусмотрено одно или несколько преобразований сигнала измерительной информации в одном направлении, т. е. без применения цепей обратной связи; например, амперметры, вольтметры.

**Измерительные приборы сравнения**, предназначенные для непосредственного сравнения измеряемой величины с известной величиной; например, электроизмерительный потенциометр.

**Интегрирующие измерительные приборы**, в которых подводимая величина интегрируется по времени или по другой независимой переменной; например, электрический счетчик энергии.

**Суммирующие измерительные приборы**, показания которых функционально связаны с суммой двух или нескольких величин, подводимых к ним по разным каналам; например, ваттметр для измерения суммы мощностей нескольких электрических генераторов.

## 1.12. Обобщённая классификация радиоизмерительных приборов.

### Система обозначений радиоизмерительных приборов

Класс радиоизмерительных приборов (РИП) охватывает средства измерений разных видов – не только собственно измерительные приборы, но и меры, измерительные преобразователи, измерительные установки, различные вспомогательные устройства.

В России (ранее в СССР) классификация и обозначения РИП традиционно регулировались ГОСТ 15094. С развитием измерительной техники этот документ неоднократно подвергался изменениям и дополнениям. Стандарт устанавливает иерархическую древовидную систему классификации и обозначений:

группа → подгруппа (первый элемент обозначения, прописная русская буква) → вид (второй элемент, арабская цифра); далее в обозначении через дефис идет условный номер разработки внутри вида и, при необходимости, дополнительные элементы.

РИП классифицируются по различным признакам:

- по характеру измеряемых величин делятся на подгруппы,
- по основной выполняемой функции – на виды,
- по совокупности технических характеристик и очередности разработок – на типы.

В соответствии с ГОСТ 15094 РИП и меры электрических величин для них разделяются на 20 подгрупп, каждая из которых состоит из нескольких видов, вид приборов содержит в себе несколько типов.

Приборам подгруппы присваивается буквенное обозначение, например: А – прибор для измерения тока. Виду приборов присваивается буквенно-цифровое обозначение, например: А2 – амперметры постоянного тока. Приборам каждого типа присваивается порядковый номер модели.

Подгруппам приборов и видам присваиваются классификационные наименования. Полное наименование прибора состоит из наименования вида и дополнительных определяющих слов.

Классификация предусматривает следующие подгруппы и виды приборов.

**А** – приборы для измерения силы тока:

А1 – установки или приборы для поверки амперметров;

А2 – амперметры постоянного тока;

А3 – амперметры переменного тока;

А7 – амперметры универсальные;

А9 – преобразователи тока.

**Б** – источники питания для измерений и радиоизмерительных приборов:

Б2 – источники переменного тока;

Б4 – источники калиброванного напряжения и тока;

Б5 – источники постоянного тока;

Б6 – источники с регулируемыми параметрами;

Б7 – источники постоянного и переменного тока универсальные.

**В** – приборы для измерения напряжения:

В1 – установки или приборы для поверки вольтметров;

В2 – вольтметры постоянного тока;

- В3 – вольтметры переменного тока;
- В4 – вольтметры импульсного тока;
- В5 – вольтметры фазочувствительные (векторметры);
- В6 – вольтметры селективные;
- В7 – вольтметры универсальные;
- В8 – измерители отношения напряжений и (или) разности напряжений;
- В9 – преобразователи напряжений.
- Г** – генераторы измерительные:
  - Г1 – установки для поверки измерительных генераторов;
  - Г2 – генераторы шумовых сигналов;
  - Г3 – генераторы сигналов низкочастотные;
  - Г4 – генераторы сигналов высокочастотные;
  - Г5 – генераторы импульсов;
  - Г6 – генераторы сигналов специальной формы;
  - Г8 – генераторы качающейся частоты (свип-генераторы).
- Д** – аттенюаторы и приборы для измерения ослаблений:
  - Д1 – установки или приборы для поверки аттенюаторов и приборов для измерения ослаблений;
  - Д2 – аттенюаторы резисторные и емкостные;
  - Д3 – аттенюаторы поляризационные;
  - Д4 – аттенюаторы предельные;
  - Д5 – аттенюаторы поглощающие;
  - Д6 – аттенюаторы электрически управляемые;
  - Д8 – измерители ослаблений.
- Е** – приборы для измерения параметров компонентов и цепей с сосредоточенными постоянными:
  - Е1 – меры, установки или приборы для поверки измерителей параметров компонентов и цепей;
  - Е2 – измерители полных сопротивлений и (или) полных проводимостей;
  - Е3 – измерители индуктивностей;
  - Е4 – измерители добротности;
  - Е6 – измерители сопротивлений;
  - Е7 – измерители параметров универсальные;
  - Е8 – измерители емкостей;
  - Е9 – преобразователи параметров компонентов и цепей.
- К** – комплексные измерительные установки:
  - К2 – установки измерительные комплексные;
  - К3 – установки измерительные комплексные автоматизированные;
  - К4 – приборы (блоки) комплексных измерительных установок;

- К6 – приборы (блоки) комплексных автоматизированных измерительных установок.
- Л** – приборы общего применения для измерения параметров электронных ламп и полупроводниковых приборов:  
Л2 – измерители параметров (характеристик) полупроводниковых приборов;  
Л3 – измерители параметров (характеристик) электронных ламп;  
Л4 – измерители шумовых параметров полупроводниковых приборов.
- М** – приборы для измерения мощности:  
М1 – установки или приборы для поверки ваттметров;  
М2 – ваттметры проходящей мощности;  
М3 – ваттметры поглощаемой мощности;  
М5 – преобразователи приемные (головки) ваттметров.
- П** – приборы для измерения напряженности поля и радиопомех:  
П1 – установки (приборы) для поверки приборов для измерения напряженности поля и радиопомех;  
П2 – индикаторы поля;  
П3 – измерители напряженности поля;  
П4 – измерители радиопомех;  
П5 – приемники измерительные;  
П6 – антенны измерительные;  
П7 – измерители параметров антенн.
- Р** – приборы для измерения параметров элементов и трактов с распределенными постоянными:  
Р1 – линии измерительные;  
Р2 – измерители коэффициента стоячей волны;  
Р3 – измерители полных сопротивлений;  
Р4 – измерители комплексных коэффициентов передач;  
Р5 – измерители параметров линий передач;  
Р6 – измерители добротности;  
Р9 – преобразователи параметров.
- С** – приборы для наблюдения, измерения и исследования формы сигнала и спектра:  
С1 – осциллографы универсальные;  
С2 – измерители коэффициента амплитудной модуляции (модулометры);  
С3 – измерители девиации частоты (девиометры);  
С4 – анализаторы спектра;  
С6 – измерители нелинейных искажений;  
С7 – осциллографы скоростные, стробоскопические;

- С8 – осциллографы запоминающие;
- С9 – осциллографы специальные.
- У** – усилители измерительные:
  - У2 – усилители селективные;
  - У3 – усилители высокочастотные;
  - У4 – усилители низкочастотные;
  - У5 – усилители напряжения постоянного тока;
  - У7 – усилители универсальные.
- Ф** – приборы для измерения разности фаз и группового времени запаздывания:
  - Ф1 – установки или приборы для поверки измерителей разности фаз и группового времени запаздывания;
  - Ф2 – измерители разности фаз;
  - Ф3 – фазовращатели измерительные;
  - Ф4 – измерители группового времени запаздывания.
- Х** – приборы для наблюдения и исследования характеристик радиоустройств:
  - Х1 – приборы для исследования амплитудно-частотных характеристик;
  - Х2 – приборы для исследования переходных характеристик;
  - Х3 – приборы для исследования фазочастотных характеристик;
  - Х4 – приборы для исследования амплитудных характеристик;
  - Х5 – измерители коэффициента шума;
  - Х6 – приборы для исследования корреляционных характеристик;
  - Х8 – установки или приборы для поверки измерителей характеристик радиоустройств.
- Ч** – приборы для измерения частоты и времени:
  - Ч1 – стандарты частоты и времени;
  - Ч2 – частотомеры резонансные;
  - Ч3 – частотомеры электронно-счетные;
  - Ч4 – частотомеры гетеродинные, емкостные и мостовые;
  - Ч5 – синхронизаторы частоты и преобразователи частоты сигнала;
  - Ч6 – синтезаторы частот, делители и умножители частоты;
  - Ч7 – приемники сигналов эталонных частот и сигналов времени, компараторы частотные (фазовые, временные) и синхронометры;
  - Ч9 – преобразователи частоты.
- Ш** – приборы для измерения электрических и магнитных свойств материалов:
  - Ш1 – измерители электрических и магнитных свойств материалов на низких частотах;

Ш2 – измерители электрических и магнитных свойств материалов на высоких частотах.

**Э** – измерительные устройства коаксиальных и волноводных трактов:

Э1 – трансформаторы;

Э2 – переходы, соединители;

Э3 – переключатели;

Э4 – модуляторы;

Э5 – направленные ответвители, разветвители, датчики полных сопротивлений;

Э6 – вентили, циркуляторы;

Э7 – головки детекторные, головки смесительные;

Э8 – фильтры;

Э9 – нагрузки.

**Я** – блоки радиоизмерительных приборов:

Я1 – блоки приборов для измерения силы тока и напряжения, параметров компонентов и цепей с сосредоточенными постоянными;

Я2 – блоки измерителей параметров элементов и трактов с распределенными постоянными; блоки приборов для измерения мощности;

Я3 – блоки приборов для измерения частоты и времени; блоки измерителей разности фаз и группового времени запаздывания;

Я4 – блоки приборов для наблюдения, измерения и исследования формы сигнала и спектра;

Я5 – блоки измерителей характеристик радиоустройств и блоки приборов для импульсных измерений;

Я6 – блоки приборов для измерения напряженности поля и радиопомех и блоки усилителей измерительных;

Я7 – блоки измерительных генераторов и приборов для измерения ослаблений;

Я8 – блоки источников питания;

Я9 – блоки преобразователей измерительных, блоки для индикации результатов измерений, блоки коммутации.

Условное обозначение радиоизмерительного прибора состоит из обозначения вида, к которому он относится, и номера модели; перед номером модели ставится дефис. В случае модернизации или усовершенствования прибора в конце обозначения прибора добавляется буква **А** (при первой модернизации), **Б** (при второй) и т. д. по порядку. После признака модернизации указывается признак условий работы прибора, а после него – признак конструктивной модификации. Порядковый номер конструктивной модификации обозначается арабскими цифрами через дробь.

Например, прибор В2-3БГ/2 является вольтметром постоянного тока, третьей модели, второй модернизации, предназначен для работы в услови-



ях тропического климата и относится ко второй конструкторской модификации.

*Комбинированные приборы классифицируются по основной измеряемой или выдаваемой ими величине.* Для их отличия после обозначения подгруппы ставится буква **К**. Например, вольтметр ВК7-9 относится к подгруппе приборов для измерения напряжений.

Обозначение блоков приборов состоит из признака вида с добавлением индекса, указывающего на выполняемые функции. Например, сменный блок предварительного усилителя осциллографов С1-15 и С1-17 обозначается Я4С-44 (вид Я4 – это блоки приборов для наблюдения, измерения и исследования формы сигнала и спектра).

*По пределам допускаемой основной и дополнительной погрешностей*, а также в зависимости от других свойств, влияющих на точность измерения, РИП подразделяются на классы. Классы точности оговариваются в ГОСТ и технических условиях на отдельные подгруппы приборов.

*По условиям эксплуатации в зависимости от рабочих и предельных климатических условий* (диапазона температур и относительной влажности воздуха) РИП делятся **на пять групп**.

1. Приборы, предназначенные для использования в закрытых сухих отапливаемых помещениях и не испытывающие толчков и ударов при перемещении с одного места на другое.

2. Приборы, предназначенные для использования в закрытых и отапливаемых помещениях, но испытывающие толчки и удары при перемещениях с одного рабочего места на другое.

3. Приборы, предназначенные для работы в закрытых неотапливаемых помещениях и могущие подвергаться при перемещении с одного рабочего места на другое в нерабочем состоянии частым ударам и сотрясениям.

4. Приборы, предназначенные для работы на открытом воздухе или под легкими укрытиями, если этого требует сложная метеорологическая обстановка, подвергающиеся при частых перемещениях и перевозках в нерабочем состоянии ударам и сотрясениям.

5. Приборы, предназначенные для работы на открытом воздухе в сложных метеорологических условиях без дополнительных укрытий и подвергающиеся при частых перемещениях и перевозках ударам и сотрясениям в нерабочем состоянии.

*По частотному диапазону измеряемых сигналов* РИП делятся на низкочастотные и высокочастотные. *По принципу действия* РИП делятся на аналоговые и цифровые. У аналогового измерительного прибора показания являются непрерывной функцией измеряемой величины. Цифровой измерительный прибор автоматически вырабатывает дискретные сигналы измерительной информации, его показания представляются в цифровой форме.

*По методу измерения*, положенного в основу работы прибора, РИП могут быть непосредственной оценки и сравнения.

РИП непосредственной оценки обеспечивает одно или несколько преобразований сигнала измерительной информации в одном направлении, т. е. без применения обратной связи. Например, вольтметр.

Измерительный прибор сравнения предназначен для непосредственного сравнения измеряемой величины с величиной, значение которой известно. Например, гетеродинный частотомер.

*По способу представления измерительной информации* РИП могут быть показывающими и регистрирующими, у первого РИП допускается только отсчетывание показаний по отсчетному устройству, а у второго – предусмотрена регистрация показаний.

Показывающие РИП в зависимости от способа отсчетывания показаний делятся на приборы с непосредственным и приборы с управляемым отсчетом. Примером прибора с непосредственным отсчетом является омметр, а прибора с регулируемым отсчетом – гетеродинный частотомер.

*По форме регистрации* РИП делятся на самопишущие и печатающие. У первых приборов предусмотрена регистрация показаний в форме диаграмм, а у вторых – печатание показаний в цифровой форме.

*По конструктивному выполнению* РИП могут быть переносными, передвижными или стационарными.

*По другим признакам* РИП могут быть: текущего значения, интегрирующими, суммирующими.

Интегрирующим называется РИП, в котором подводимая величина подвергается интегрированию по времени или другой независимой переменной (например, конденсаторный частотомер).

*Суммирующим* называется РИП, показания которого функционально связаны с суммой двух или нескольких величин, подводимых к нему по различным каналам. (Например, ваттметр для измерения суммы мощностей сигналов нескольких электрических генераторов.)

РИП рассчитаны на питание от электрической сети с частотой 50 и 400 Гц. Допустимые пределы напряжения питания частотой 50 Гц –  $\pm 10\%$ . Допустимые пределы напряжения питания частотой 400 Гц –  $\pm 5\%$ .

### 1.13. Общие характеристики измерительных приборов

**Технические характеристики измерительных приборов (ИП), оказывающие влияние на результаты и погрешности измерений, называются метрологическими характеристиками (МХ).**

От точности характеристик при изготовлении измерительных приборов, стабильности их в процессе эксплуатации зависит точность результа-

тов измерений. К метрологическим характеристикам относятся: функции преобразования ИП, чувствительность измерительного прибора, цена деления шкалы аналогового ИП, порог чувствительности, диапазон измерений, вариация показаний, погрешность, надежность и т. д.

**Функция преобразования ИП (градуировочная характеристика, уравнение преобразования) – это зависимость между выходным сигналом измерительного прибора  $y$  и его входным сигналом  $x$ :**

$$y = f(x). \quad (1.6)$$

В средстве измерений сигнал, несущий информацию о значении измеряемой величины, обычно претерпевает ряд преобразований с целью получения нужного выходного сигнала. Каждое преобразование сигнала можно представить себе происходящим как бы в отдельном узле, носящем название «звено». **Соединение звеньев в определенную цепь преобразований носит название структурной схемы.**

Разбивка средства измерений на звенья может быть произведена по различным признакам. При анализе в статическом режиме средство измерений обычно разбивают на звенья, которые представляют собой интересные исследователя функции преобразования.

В зависимости от соединения звеньев различают два основных вида структурных схем: *прямого преобразования (действия) и уравновешивающего (компенсационного) преобразования (действия)*. Последний вид называют также схемой с отрицательной обратной связью.

### Средства измерений прямого преобразования

Структурная схема средства измерений прямого преобразования показана на рис. 1.9, где  $\Pi_1, \Pi_2, \dots, \Pi_n$  – звенья;  $x, x_1, x_2, \dots, x_n$  – информативные параметры сигналов. В дальнейшем при математическом анализе информативные параметры будут именоваться сигналами или величинами.

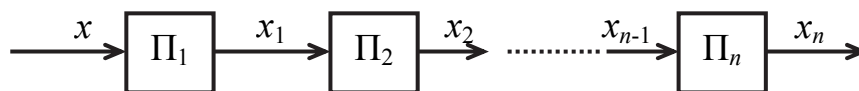


Рис. 1.9. Структурная схема средства измерений прямого преобразования

Как видно из рис. 1.9, входной сигнал  $x$  последовательно претерпевает несколько преобразований и в конечном итоге на выходе получается сигнал  $x_n$ .

Для измерительного прибора сигнал  $x_n$  поступает в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем, например, в виде отклонения указателя отсчетного устройства. Для измерительного преобра-

зователя сигнал  $x_n$  получается в форме, удобной для передачи, дальнейшего преобразования, обработки и (или) хранения.

Примером электроизмерительного прибора, имеющего структурную схему прямого преобразования, может быть амперметр для измерения больших постоянных токов. В этом приборе измеряемый ток вначале с помощью шунта преобразуется в падение напряжения на шунте, затем в малый ток, который измеряется измерительным механизмом, т. е. преобразуется в отклонение указателя.

**Чувствительность измерительного прибора** характеризует способность прибора реагировать на изменения входного сигнала.

Чувствительность (коэффициент преобразования) средства измерений, имеющего структурную схему прямого преобразования:

$$S = \frac{dx_n}{dx} = \frac{\partial x_1}{\partial x} \frac{\partial x_2}{\partial x_1} \dots \frac{\partial x_n}{\partial x_{n-1}} = k_1 k_2 \dots k_n, \quad (1.7)$$

где  $k_1 = \frac{\partial x_1}{\partial x}$ ;  $k_2 = \frac{\partial x_2}{\partial x_1}$ , ...,  $k_n = \frac{\partial x_n}{\partial x_{n-1}}$  – коэффициенты преобразования

отдельных звеньев. При нелинейной функции преобразования чувствительность и коэффициенты преобразования зависят от входного сигнала.

**Мультипликативная погрешность** возникает при изменении коэффициентов преобразования. С течением времени и под действием внешних факторов коэффициенты  $k_1, k_2, \dots, k_n$  могут изменяться соответственно на  $\Delta k_1, \Delta k_2, \dots, \Delta k_n$ . При достаточно малых изменениях этих коэффициентов можно пренебречь членами второго и бóльшего порядка малости и тогда относительное изменение чувствительности

$$\frac{\Delta S}{S} = \frac{\Delta k_1}{k_1} + \frac{\Delta k_2}{k_2} + \dots + \frac{\Delta k_n}{k_n}. \quad (1.8)$$

Изменение чувствительности приводит к изменению выходного сигнала на

$$\Delta x_n = (S + \Delta S) x - Sx = \Delta Sx.$$

Этому изменению выходного сигнала соответствует абсолютная погрешность измерения входной величины

$$\Delta x = \Delta x_n / S = x \Delta S / S. \quad (1.9)$$

Как видно из выражения (1.9), погрешность, вызванная изменением чувствительности, является мультипликативной. Относительная мультипликативная погрешность измерения

$$\delta_m = \Delta S / S.$$

**Аддитивная погрешность** вызывается дрейфом «нуля» звеньев, наложением помех на полезный сигнал и т. д., приводящих к смещению графика характеристики преобразования  $i$ -го звена на  $\pm\Delta x_{0i}$ , как показано на рис. 1.10. Аддитивную погрешность можно найти, введя на структурной схеме после соответствующих звеньев дополнительные внешние сигналы  $\Delta x_{01}, \Delta x_{02}, \dots, \Delta x_{0n}$ , равные смещениям характеристик преобразования звеньев.

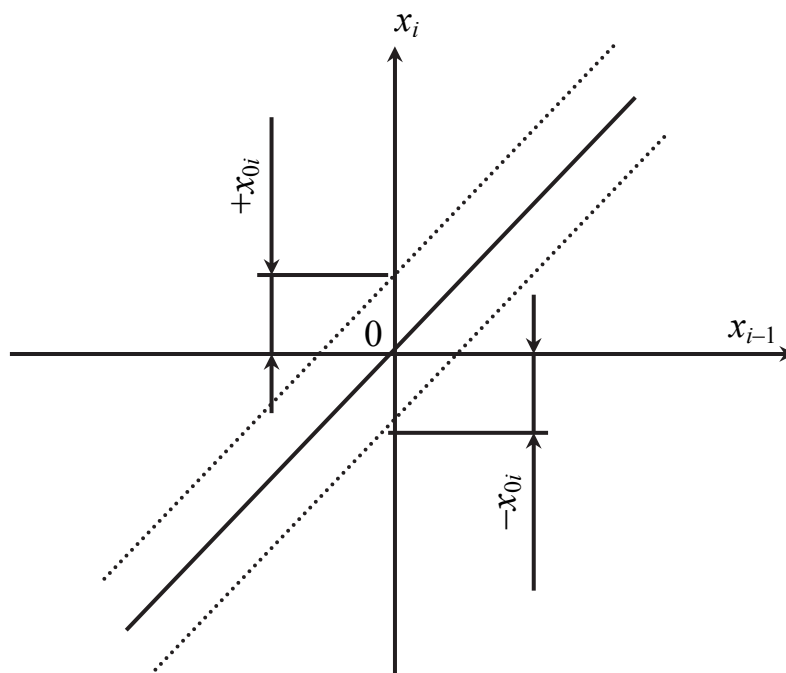


Рис. 1.10. Характеристика преобразования звена

Для оценки влияния этих дополнительных сигналов пересчитаем (приведем) их к входу структурной схемы. Результирующее действие всех дополнительных сигналов равно действию следующего дополнительного сигнала на входе:

$$\Delta x_0 = \frac{\Delta x_{01}}{k_1} + \frac{\Delta x_{02}}{k_1 k_2} + \dots + \frac{\Delta x_{0n}}{k_1 k_2 \dots k_n}. \quad (1.10)$$

Результирующая аддитивная погрешность равна  $\Delta x_0$ . Таким образом, как следует из выражений (1.8) и (1.10), в средствах измерений, имеющих структурную схему прямого преобразования, происходит суммирование погрешностей, вносимых отдельными звеньями, и это затрудняет изготовление средств измерений прямого преобразования с высокой точностью.

### Средства измерений уравнивающего преобразования

Рассмотрим структурную схему средства измерений уравнивающего преобразования (рис. 1.11).

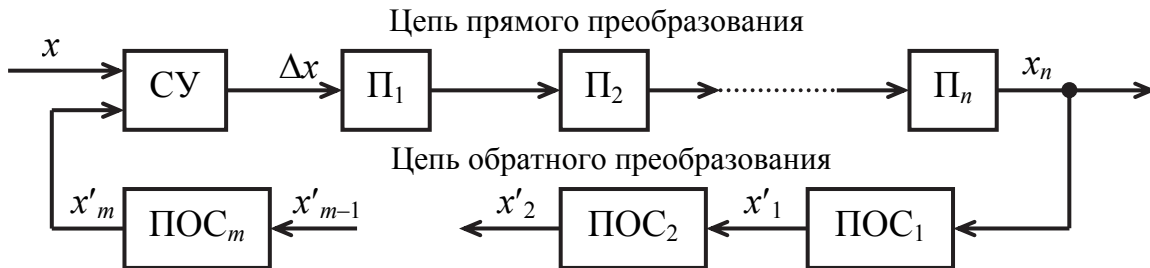


Рис. 1.11. Структурная схема средства измерений уравнивающего преобразования

Для цепи обратного преобразования (обратной связи)

$$x'_m = x_n \beta_1 \beta_2 \dots \beta_m = x_n \beta. \quad (1.11)$$

На входе цепи прямого преобразования в узле СУ происходит сравнение (компенсация) входного сигнала  $x$  и выходного сигнала цепи обратного преобразования  $x'_m$  и при этом на выходе СУ получается разностный сигнал  $\Delta x = x - x'_m$ .

При подаче на вход сигнала  $x$  выходной сигнал  $x_n$ , а следовательно, и  $x'_m$ , будут возрастать до тех пор, пока  $x$  и  $x'_m$  не станут равны. При этом по значению  $x_n$  можно судить об измеряемой величине  $x$ .

Средства измерений, имеющие такую структурную схему, могут работать как с полной, так и с неполной компенсацией.

При полной компенсации в установившемся режиме

$$\Delta x = x - x'_m = 0, \quad (1.12)$$

что возможно в тех устройствах, у которых в цепи прямого преобразования предусмотрено интегрирующее звено с характеристикой преобразования

$x_i = \int_0^t F(x_{i-1}) dt$ . Примером такого звена является электродвигатель, для

которого угол поворота вала определяется приложенным напряжением и временем. В этом случае, учитывая формулы (1.11) и (1.12), получим:

$$x_n = x / (\beta_1 \beta_2 \dots \beta_m) = x / \beta. \quad (1.13)$$

Таким образом, в момент компенсации сигнал на выходе средства измерений пропорционален входному сигналу и не зависит от коэффициента преобразования цепи прямого преобразования.

**Чувствительность** (коэффициент преобразования)

$$S = \frac{\partial x_n}{\partial x} = \frac{1}{\beta_1 \beta_2 \cdots \beta_m} = \frac{1}{\beta}. \quad (1.14)$$

**Мультипликативная относительная погрешность**, обусловленная нестабильностью коэффициентов преобразования звеньев, при достаточно малых изменениях этих коэффициентов

$$\delta_m = \frac{\Delta S}{S} = -\frac{\Delta \beta}{\beta} = -\left( \frac{\Delta \beta_1}{\beta_1} + \frac{\Delta \beta_2}{\beta_2} + \cdots + \frac{\Delta \beta_m}{\beta_m} \right). \quad (1.15)$$

Как видно из этого выражения, относительная мультипликативная погрешность обусловлена только относительным изменением коэффициента преобразования цепи обратного преобразования.

**Аддитивная погрешность** в средствах измерений с полной компенсацией практически обуславливается порогом чувствительности звеньев, расположенных до интегрирующего звена, и порогом чувствительности самого интегрирующего звена.

Под порогом чувствительности звена понимается то наименьшее изменение входного сигнала, которое способно вызвать появление сигнала на выходе звена. Порог чувствительности имеют, например, электродвигатели, часто применяемые в рассматриваемых устройствах. Для реальных звеньев график характеристики преобразования показан на рис. 1.12, где  $\pm \Delta x_{i-1}$  – порог чувствительности.

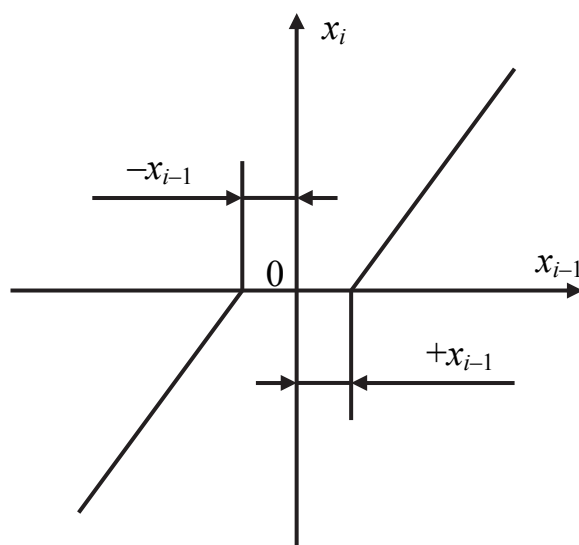


Рис. 1.12. Характеристика преобразования звена с порогом чувствительности

Порог чувствительности средства измерений с полной компенсацией

$$\Delta x = \Delta x_1 + \frac{\Delta x_2}{k_1} + \frac{\Delta x_3}{k_1 k_2} + \dots + \frac{\Delta x_\ell}{k_1 k_2 k_3 \dots k_{\ell-1}}, \quad (1.16)$$

где  $\Delta x_1, \Delta x_2, \dots, \Delta x_{\ell-1}$  – пороги чувствительности звеньев цепи прямого преобразования;

$\Delta x_\ell$  – порог чувствительности интегрирующего звена.

При наличии порога чувствительности средства измерений состояние компенсации наступает при  $x - x'_m = \Delta x$ . Таким образом, изменение входного сигнала в пределах  $\pm x$  не вызывает изменения выходного сигнала, т. е. появляется абсолютная аддитивная погрешность, значение которой может быть в пределах  $\pm \Delta x$ .

Из выражения (1.16) очевидно, что для уменьшения аддитивной погрешности, обусловленной порогом чувствительности звеньев, следует увеличивать коэффициенты преобразования  $k_1, k_2, \dots, k_{i-1}$ . Предел увеличения этих коэффициентов обусловлен динамической устойчивостью средства измерений.

При неполной компенсации в средствах измерений интегрирующего звена нет и обычно выполняется условие (1.11), а также

$$x_n = k \Delta x, \quad (1.17)$$

где  $k = k_1 k_2 \dots k_n$  – коэффициент преобразования цепи прямого преобразования.

В этом случае установившийся режим наступает при некоторой разности:

$$\Delta x = x - x'_m. \quad (1.18)$$

Зависимость между выходным и входным сигналами, находящаяся путем решения уравнений (1.11), (1.17) и (1.18),

$$x_n = k x / (1 - k\beta). \quad (1.19)$$

Как видно из выражения (1.19), при установившемся режиме выходной сигнал пропорционален входному и зависит от коэффициентов преобразования цепи как обратного, так и прямого преобразования.

Если выполняется условие  $k\beta \gg 1$ , то уравнение (1.19) переходит в (1.13) и при этом нестабильность коэффициента преобразования цепи прямого преобразования не влияет на работу устройства. Практически, чем выше  $k\beta$ , тем меньше влияние  $k$ . Предел увеличения  $k\beta$  обусловлен динамической устойчивостью средства измерений.



Чувствительность (коэффициент преобразования) средства измерений с неполной компенсацией

$$S = \frac{\partial x_n}{\partial x} = \frac{k}{1 + k\beta}. \quad (1.20)$$

Мультипликативная погрешность, обусловленная изменением коэффициентов преобразования звеньев при достаточно малых изменениях этих коэффициентов,

$$\delta_m = \frac{\Delta S}{S} = \delta_k \frac{1}{1 + k\beta} - \delta_\beta \frac{k\beta}{1 + k\beta}, \quad (1.21)$$

где  $\delta_k = \Delta k/k$ ;  $\delta_\beta = \Delta\beta/\beta$ .

Если  $k\beta \gg 1$ , то  $\delta_m = \delta_k/k\beta - \delta_\beta$ . Следовательно, при  $k\beta \gg 1$  (что обычно имеет место) составляющая, обусловленная изменением коэффициента  $\beta$ , целиком входит в результирующую погрешность, а составляющая, обусловленная изменением коэффициента  $k$ , входит в результирующую погрешность, ослабленной в  $k\beta$  раз.

Нелинейность характеристики преобразования цепи прямого преобразования можно рассматривать, как результат влияния изменения коэффициента преобразования  $k$  относительно некоторого начального значения при  $x = 0$ . Полученные уравнения показывают, что нелинейность характеристики преобразования уменьшается действием отрицательной обратной связи в  $k\beta$  раз.

**Аддитивная погрешность** может быть найдена путем введения в структурную схему дополнительных сигналов  $\Delta x_{01}, \Delta x_{02}, \dots, \Delta x_{0n}, \Delta x'_{01}, \Delta x'_{02}, \dots, \Delta x'_{0m}$ , равных смещениям характеристик преобразования соответствующих звеньев.

Применяя методику, рассмотренную выше, получим абсолютную аддитивную погрешность, равную погрешности

$$\Delta x_0 = \left[ \frac{\Delta x_{01}}{k_1} + \frac{\Delta x_{02}}{k_1 k_2} + \dots + \frac{\Delta x_{0n}}{k_1 k_2 \dots k_n} \right] - (\beta_2 \beta_3 \dots \beta_m \Delta x'_{01} + \beta_3 \beta_4 \dots \beta_m \Delta x'_{02} + \dots + \Delta x'_{0m}). \quad (1.22)$$

Следует отметить, что средства измерений могут иметь комбинированные структурные схемы, когда часть цепи преобразования охвачена обратной связью.

Цена деления шкалы аналогового ИП (или постоянная прибора) – разность значений величин, соответствующих двум соседним отметкам шкалы. Она связана с чувствительностью зависимостью

$$C = \frac{1}{S} = \frac{\Delta y}{\Delta X}. \quad (1.23)$$

Вариация показаний – наибольшая возможная разность между отдельными повторными показаниями прибора, соответствующими одному и тому же значению измеряемой величины при неизменных внешних условиях. Вариация характеризует устойчивость показаний прибора. (В стрелочных приборах вариация показаний вызвана трением в опорах подвижной части прибора, люфтом оси рамки в подшипниках).

### 1.14. Проблемы радиоизмерительной техники

Анализ основных тенденций в развитии позволяет выделить следующие основные направления развития средств измерений:

- расширение состава и диапазона измеряемых физических величин;
- повышение точности и быстродействия измерений;
- расширение функциональных возможностей средств измерений;
- автоматизация измерений и информационная совместимость различных средств измерений;
- снижение массогабаритных и стоимостных показателей;
- повышение надежности и помехозащищенности;
- снижение трудозатрат на техническое обслуживание средств измерений.

Реализация этих направлений возможна при условии:

- разработки новых принципов и методов измерения;
- использования современных достижений в изготовлении электронных приборов на новых физических явлениях;
- совершенствования технологий изготовления средств измерений;
- применения микропроцессорных средств и цифровой обработки сигналов.

Наиболее эффективным способом повышения точности измерений является использование таких методов и средств измерений, которые свободны от многих видов погрешностей измерений и которые не требуют применения сложных методов коррекции. Наиболее перспективными являются методы квантовой метрологии, которые основаны на квантовых эффектах, и имеют место на атомном и ядерном уровнях. Также бесконтактные спектрометрические (волновые) методы (особенно оптические), базирующиеся на естественных шкалах длин волн электромагнитного излучения.

Методы квантовой метрологии основаны на использовании стабильных физических явлений и фундаментальных взаимодействий, обуслов-

ленных корпускулярно-волновой природой вещества и электромагнитного излучения. Большинство квантовых методов базируется на взаимодействии электромагнитного излучения с атомными частицами (атомы, электроны, протоны, атомные ядра и др.).

Квантовые методы и соответствующие средства измерений отличаются высокими метрологическими характеристиками и уникальными свойствами, которые обусловлены стабильностью физических явлений, лежащих в их основе. В качестве коэффициентов преобразования таких СИ выступают фундаментальные физические константы, известные высокой точностью, или коэффициенты, поддающиеся точному теоретическому расчету. Это обеспечивает переход к абсолютным измерениям и повышение метрологической надежности СИ, поскольку такие СИ не нуждаются в градуировке и периодической поверке.

В качестве информативного параметра выходного сигнала квантовых СИ во многих случаях выступает частота, являющаяся наиболее точно измеряемой физической величиной, которую легко, без искажений, можно передавать на большие расстояния. Это позволяет сделать общедоступной высокую точность измерения не только в метрологической практике, но и при технических измерениях.

Квантовые методы уже нашли применение при создании эталонов единиц длины, времени и частоты, электрического напряжения, магнитной индукции, температуры (вторичный эталон). Проводятся исследования по созданию эталонов единицы массы, электрического сопротивления, силы тока.

Другим способом обеспечения высокой точности измерительных приборов, большого их быстродействия, хорошей помехозащищенности является применение цифровой обработки информации. Практически все узлы цифровых измерительных приборов (ЦИП) построены на базе элементов вычислительной техники, приборы снабжены программной частью.

Положительное свойство приборов с цифровым отсчетом были известны давно; например, многодекадные мосты и компенсаторы постоянного тока обеспечивают высокую точность измерения в большом диапазоне. При этом, однако, логические функции и управление измерительным процессом выполняются оператором.

Применение микропроцессоров (МП) в СИ позволили решить многие задачи, вытекающие из основных направлений развития СИ, перечисленных выше.

Так, цифровой анализатор спектра СК4–71 выполняет анализ сигналов в диапазоне 0–50 кГц. Он представляет собой качественно новый тип аппаратуры, в которой специфические функции многочисленных приборов моделируются с помощью программ: для изменения характера функцио-

нирования достаточно вызова соответствующей программы без аппаратного переустройства системы.

Комплекс программ анализатора спектра позволяет сочетать в одном приборе практически все функциональные возможности, необходимые для всестороннего анализа различных сигналов:

- измерение параметров сигналов во временной области;
- анализ амплитудно-фазочастотных спектров периодических, случайных и редко повторяющихся сигналов;
- корреляционный анализ;
- анализ статистических характеристик;
- измерение амплитудно-фазочастотных характеристик радиотехнических цепей и устройств;
- цифровую фильтрацию и др.

Обработка результатов измерений программным способом позволяет осуществить реализацию многих сложных видов измерений: совместных, косвенных, совокупных.

Повышение точности измерений СИ с МП достигается обработкой результатов измерений, например, линеаризацией измерительного преобразователя и введения корректирующих алгоритмов. Дополнительные измерения в калиброванных точках и операции над ними позволяют сделать результат измерения инвариантным к изменению параметров узлов прибора, вызванному внешними или внутренними причинами, за счет уменьшения систематической погрешности. Использование автокалибровки позволяет устранить погрешности, вызванные временной и температурной нестабильностью. МП упрощает процесс автокалибровки измерительного тракта по встроенной образцовой мере и внесения в результат измерений соответствующих поправок. Применение МП обеспечивает магистральный процесс обмена информацией внутри и вне прибора, который обладает двумя основными достоинствами:

1. Унифицирует связь между МП и функциональными узлами СИ, т. е. может быть организован непосредственный обмен информацией любым аппаратным модулем и МП.

2. Появляется возможность наращивать (или изменять) функциональные узлы без существенного изменения аппаратной части СИ.

Благодаря уменьшению общего числа элементов схем и межэлементных соединений повышается надежность СИ.

Микропроцессоры способствуют реализации в приборе сервисных функций, которые позволяют автоматически выполнять часто встречающиеся последовательности различных переключений и проверок и т. д., а также уменьшать число переключателей и индикаторов на лицевой панели. Сервисные программы особенно широко используются в таких прибо-

рах, как генераторы кодовых последовательностей импульсов, в которых получение необходимого режима работы требует ввода в прибор большего количества исходной информации. Поэтому реализация сервисных функций способствует разному повышению производительности труда оператора и сокращению продолжительности процесса измерений.

В СИ с МП возможна реализация алгоритма адаптации прибора к измеряемому сигналу. За счет реализации возможности адаптации расширяется динамический диапазон прибора и уменьшается влияние неинформативных параметров.

Таким образом, методы квантовой метрологии и цифровой обработки информации являются фундаментальными основами развития СИ по различным направлениям. Применение МП в СИ помимо улучшения различных характеристик позволяет представить информацию в универсальном цифровом виде. Это позволяет, кроме всего прочего, производить хранение, преобразование, передачу на большие расстояния и обмен информацией между различными СИ. Последнее позволяет создавать автоматизированные измерительные системы (АИС), которые являются ядром для реализации автоматизированных систем контроля и диагностики (АСКД) и информационно-измерительных систем (ИИС).

Метрологическая надежность СИ определяется как надежность СИ в части сохранения метрологической исправности, т. е. такого состояния, в котором все метрологические характеристики соответствуют установленным нормам. Следовательно, она оценивается распределением моментов наступления метрологических отказов. Очевидно, что метрологическая надежность СИ зависит от его стабильности, но, кроме того, от установленных нормативов и условий эксплуатации СИ – пределов допускаемых значений метрологических характеристик, параметров градуировки, межповерочного интервала и других. Поэтому по сравнению со стабильностью она является как бы «внешним» свойством СИ. Из этого вытекает следующее принципиальное положение: оценка метрологической надёжности СИ возможна только после исследования его стабильности.

Однако до настоящего времени в системе разработки и постановки промышленной продукции на производство в основном узаконены нормативные документы на методы оценивания и обеспечения надежности технических устройств, разработанные в соответствии с постулатами классической теории надежности. Технический прогресс в приборостроении выявил проблемы неадекватности методов оценки и обеспечения надёжности СИ, регламентированных нормативными документами, и современных способов ее обеспечения, применяемых разработчиками. В связи с этим разработка комплекса нормативных документов на методы оценивания и обеспечения метрологической надежности является весьма актуальной задачей.

\*\*\*

Таким образом, в данной главе мы ознакомились с метрологией, изучающей широкий круг вопросов, связанных как с теоретическими проблемами, так и с задачами практики. К их числу относятся: общая теория измерений, единицы физических величин и их системы, методы и средства измерений, методы определения точности измерений, основы обеспечения единства измерений и единообразия средств измерений, эталоны и образцовые средства измерений, методы передачи размеров единиц от эталонов к рабочим средствам измерения. Большое значение имеет изучение метрологических характеристик средств измерений, влияющих на результаты и погрешности измерений.

Основными задачами метрологии являются: установление единиц физических величин, государственных эталонов и эталонных средств измерений; разработка теории, методов и средств измерений и контроля; обеспечение единства измерений; разработка методов оценки погрешностей, состояния средств измерения и контроля; разработка методов передачи размеров единиц от эталонов или эталонных средств измерений рабочим средствам измерений.

Единство измерений необходимо для получения достоверных и сопоставимых результатов измерений, используемых в национальной экономике и торговле, в здравоохранении и экологии, в сфере обороны и безопасности, а также для защиты прав и законных интересов граждан, юридических лиц, индивидуальных предпринимателей и государства от отрицательных последствий недостоверных результатов измерений.

Работы по обеспечению единства измерений осуществляются на основе федерального закона от 26.06.2008 №102-ФЗ «Об обеспечении единства измерений» с учетом требований федеральных законов «О промышленной безопасности опасных производственных объектов», «Об энергосбережении», «О лицензировании отдельных видов деятельности», а также федерального закона «О техническом регулировании».

Нормативная база государственной системы обеспечения единства измерений – это комплекс нормативных документов, включающих в себя национальные стандарты (ГОСТ и ГОСТ Р) и другие нормативные документы, определяющие порядок передачи размера единиц величин на всю территорию России и порядок проведения испытаний, поверки и калибровки средств измерений.

Деятельность по обеспечению единства измерений осуществляет в соответствии с Государственным реестром средств измерений, допущенных к применению на территории Российской Федерации, в том числе с использованием периодически актуализируемой автоматизированной базы данных, Государственный реестр СИ.

Средства измерений классифицируются по весьма разнообразным признакам, которые в большинстве случаев взаимно независимы и в каждом средстве измерений могут находиться почти в любых сочетаниях.

К числу этих признаков относятся: тип и вид контролируемых физических величин; назначение; число поверяемых параметров при одной установке объекта измерения; принцип действия; способ образования показаний; способ получения числового значения измеряемой величины; точность; условия применения; степень защищенности от внешних магнитных и электрических полей; прочность и устойчивость против механических воздействий и перегрузок; стабильность; чувствительность; пределы и диапазоны измерений; роль, выполняемая в системе обеспечения единства измерений; уровень автоматизации; уровень стандартизации; отношению к измеряемой физической величине.

### Контрольные вопросы

1. Что изучает дисциплина метрология?
2. Каково место метрологии среди других наук?
3. Дайте определение физической величины.
4. Что такое размерность физической величины?
5. Что такое измерение? Приведите примеры измерений, постоянно встречающихся в повседневной жизни.
6. В чем заключается значимость метрологии?
7. Назовите основные операции процедуры измерения.
8. По каким признакам классифицируются методы измерений?
9. Какие методы измерений вам известны?
10. Что такое условия измерений? Какими они бывают?
11. Что такое результат измерения и чем он характеризуется?
12. Дайте определения прямых, косвенных, совместных и совокупных видов измерений.
13. Что представляет собой средство измерений?
14. По каким признакам классифицируют средства измерений?
15. Что собой представляют измерительные приборы?
16. По каким признакам классифицируют измерительные приборы?
17. Перечислите государственные эталоны основных единиц.
18. Сформулируйте основные этапы развития метрологии.

## Глава 2. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ПОГРЕШНОСТЕЙ

### 2.1. Погрешности измерений

#### 2.1.1. Понятие погрешности измерений

Погрешности являются неотъемлемым свойством любых измерений. Тщательное выполнение измерений, использование более точных средств измерений, применение различных методов и особых приемов измерений – все это может, в лучшем случае, снизить погрешность измерения, но исключить погрешность из результатов измерений невозможно. В задачу каждого измерения входит оценка погрешности.

При анализе измерений следует четко разграничивать два понятия: истинные значения физических величин и их эмпирические проявления – результаты измерений.

**Истинные значения физических величин** – это значения, идеальным образом отражающие свойства данного объекта как в количественном, так и в качественном отношении. Они не зависят от средств измерений и являются той абсолютной истиной, к которой стремятся при измерениях.

Напротив, результаты измерений являются продуктами познания. Представляя собой приближённые оценки значений величин, найденные в результате измерений, видим, что они зависят от метода измерений, средств измерений и других факторов.

**Погрешностью измерения** называется разница между результатом измерения  $x$  и истинным значением  $Q$  измеряемой величины:

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

Однако поскольку истинное значение  $Q$  измеряемой величины неизвестно, то для определения погрешности измерения в формулу (2.1) вместо истинного значения подставляют так называемое действительное значение.

Под действительным значением измеряемой величины понимается ее значение, найденное экспериментально и настолько приближающееся к истинному, что для данной цели оно может быть использовано вместо него.

Причинами возникновения погрешностей являются: несовершенство методов измерений, средств измерений и органов чувств наблюдателя. В отдельную группу следует объединить причины, связанные с влиянием условий проведения измерений. Последние проявляются двояко. С одной стороны, все физические величины, играющие какую-либо роль при про-



ведении измерений, в той или иной степени зависят друг от друга. Поэтому с изменением внешних условий изменяются истинные значения измеряемых величин. С другой стороны, условия проведения измерений влияют и на характеристики средств измерений и физиологические свойства органов чувств наблюдателя и через их посредство становятся источником погрешностей измерений.

### 2.1.2. Классификация погрешностей

Описанные причины возникновения погрешностей являются совокупностью большого числа факторов, под влиянием которых складывается суммарная погрешность измерения.

Причины возникновения погрешностей необходимо изучать, чтобы с позиций разумной целесообразности предъявлять требования к точности измерений. Это дает возможность для каждого конкретного случая выбирать те средства и методы измерений, которые позволяют получить результаты с погрешностями, не превышающими целесообразных границ. Необоснованное завышение требований к точности измерений приводит не только к усложнению процесса измерений, но и неоправданно увеличивает стоимость измерений. С другой стороны, снижение точности измерений сверх разумных пределов снижает достоверность контроля, ради которого и выполняются измерения.

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

**Случайная погрешность измерения** – это составляющая погрешности измерения, которая изменяется случайным образом при повторных измерениях одной и той же величины.

**Систематическая погрешность измерения** – составляющая погрешности измерения, которая остается постоянной или закономерно изменяется при повторных измерениях одной и той же величины.

На практике часто бывает трудно различить эти два вида погрешностей. Иногда случайными считаются погрешности, систематические по своей природе, если закон их изменения неизвестен или если погрешности трудно поддаются учету. Обычно результат измерения содержит как случайные, так и систематические составляющие погрешностей. В этом случае погрешность измерения может быть представлена в виде суммы

$$\Delta = \overset{\circ}{\Delta} + \Delta_s \quad (2.2)$$

где  $\overset{\circ}{\Delta}$  – случайная составляющая погрешности;  
 $\Delta_s$  – систематическая составляющая погрешности.

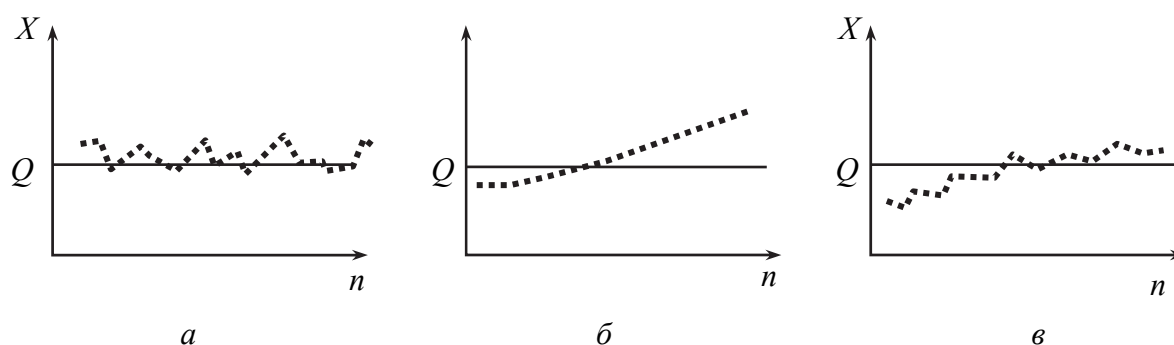


Рис. 2.1. Характер проявления погрешностей: а – случайная; б – систематическая; в – случайная и систематическая

Характер проявления погрешностей см. на рис. 2.1, где изображены результаты многократных измерений величины  $X$  при наличии случайных и систематических погрешностей.

**Грубая погрешность (промах)** – это погрешность измерения, существенно превышающая ожидаемую при данных условиях. Грубая погрешность может носить как случайный, так и систематический характер. Она может возникнуть в результате неправильных действий оператора, ошибок при отсчете или записи показаний, по причине неисправности средств измерений или под воздействием различных помех. Грубые погрешности должны быть своевременно обнаружены и исключены из результатов измерений.

В зависимости от характера влияния на результат измерения погрешности делят на аддитивные и мультипликативные.

**Аддитивной** называют погрешность, значение которой не зависит от значения измеряемой величины. Если с изменением измеряемой величины значение погрешности также изменяется, то такую погрешность называют **мультипликативной**. Оба эти вида погрешностей могут иметь как случайный, так и систематический характер. На практике погрешности измерений часто имеют как аддитивную, так и мультипликативную составляющие. Влияние этих составляющих погрешности на результат измерений показано на рис. 2.2, где область возможных значений измеряемой величины при наличии случайной аддитивной (1) и мультипликативной (2) погрешностей заштрихована (рис. 2.2, а). На рис. 2.2, б показано влияние на результат измерений систематической аддитивной (1) и мультипликативной (2) погрешностей. На рис. 2.2, в приведена область возможных значений измеряемой величины при наличии случайных и систематических погрешностей с аддитивными и мультипликативными составляющими.

В свою очередь, систематические погрешности принято классифицировать по характеру проявления и по причинам их возникновения.

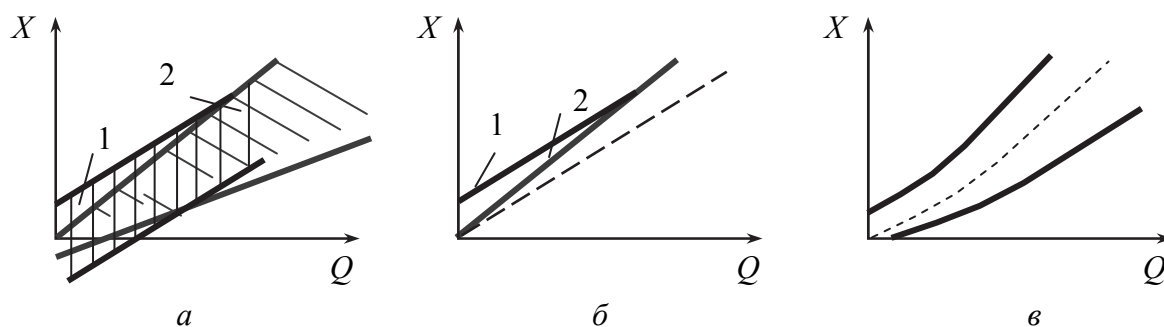


Рис. 2.2. Графики аддитивной и мультипликативной погрешностей

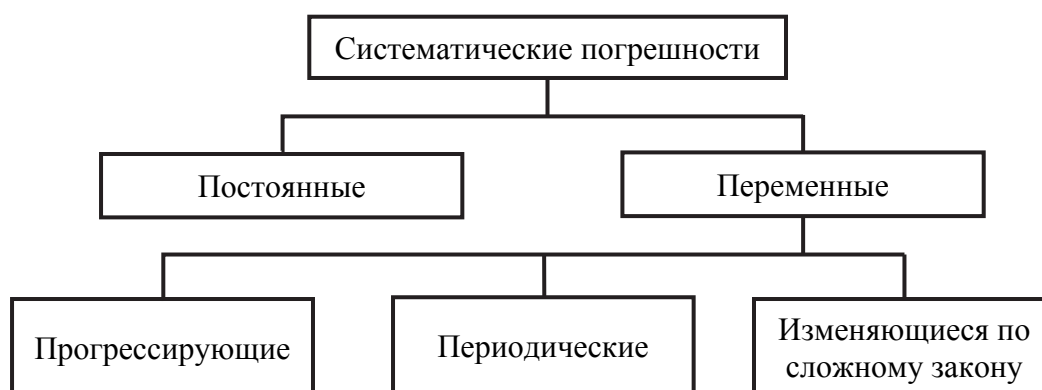


Рис. 2.3. Классификация систематических погрешностей

В зависимости от характера проявления систематические погрешности делятся на постоянные и переменные. Переменные, в свою очередь, делят на прогрессирующие, периодические и изменяющиеся по сложному закону (рис. 2.3).

Прогрессирующие погрешности монотонно изменяются с течением времени. Этот вид погрешности может быть связан, например, с разрядом батарей источника питания измерительного прибора или с постепенным изменением свойств средства измерения в процессе эксплуатации (уменьшение коэффициента усиления усилителя на электронных лампах, механический износ измерительного инструмента и т. п.).

Периодической погрешностью обычно называют систематическую погрешность, которая изменяется периодически при изменении измеряемой величины.

Так изменяется, например, погрешность отсчёта времени в механических часах при наличии эксцентриситета оси вращения стрелки, если ось вращения стрелки  $0'$  не совпадает с центром окружности шкалы  $0$  (рис. 2.4.). Такой вид погрешности характерен также для различных измерительных приборов с индикаторами часового типа, некоторых приборов для угловых измерений и т. д.

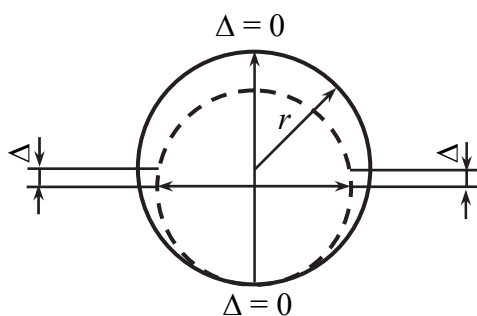


Рис. 2.4. Возникновение погрешности отсчёта времени

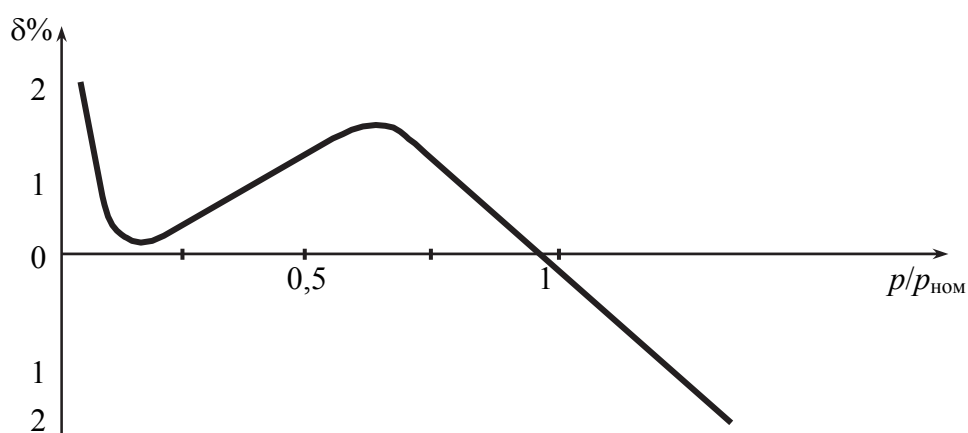


Рис. 2.5. График изменения погрешности электросчетчика

Примером систематической погрешности, изменяющейся по сложному закону, может служить погрешность измерения количества электроэнергии с помощью электросчетчика. На рис. 2.5 показано, как изменяется погрешность в зависимости от мощности потребляемой нагрузки.

Погрешности, возникающие при изменении окружающей температуры, иногда также могут подчиняться сложному закону.

В зависимости от причин, обуславливающих появление составляющих систематических погрешностей, их подразделяют на инструментальные погрешности, погрешности метода, погрешности, обусловленные внешними влияющими величинами, и субъективные погрешности.

**Инструментальная погрешность** – составляющая систематической погрешности измерения, зависящая от систематических погрешностей применяемых средств измерений. К инструментальным погрешностям, прежде всего, относятся составляющие систематической погрешности, обусловленные:

- наличием люфтов и «мёртвого хода» в подвижных частях измерительных приборов, неравномерным трением в опорах вращающихся частей или неуравновешенностью последних, их эксцентричным расположением;

- неточностью градуировки средств измерений, возникающей как непосредственно из-за неточностей при градуировке приборов, так и вследствие того, что шкалы обычно изготавливаются в массовом порядке по специальным шаблонам без индивидуальной подгонки;

- старением (износом) деталей, элементов и узлов измерительных приборов, а также нарушением их регулировки, например, износом подшипников и увеличением люфта у приборов с механическими элементами в системе настройки; изменением параметров ламп, полупроводниковых приборов; изменением величин резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности, входящих в систему прибора и др.

Среди инструментальных погрешностей можно выделить погрешность установки.

*Погрешность установки* – составляющая систематической погрешности, зависящая от неправильной механической установки (некоторые стрелочные приборы необходимо устанавливать строго вертикально или горизонтально по уровню); от неудачного взаимного расположения приборов, когда они оказывают сильное влияние друг на друга из-за электромагнитного излучения или паразитных связей. К этим погрешностям относятся также погрешности, возникающие за счет неточной установки нуля, параллакса при отсчете по шкале прибора, несогласованности входных параметров электрических цепей приборов и ряда других причин.

*Погрешность метода измерений* – составляющая систематической погрешности измерения, происходящая от несовершенства самого метода измерений. Эта погрешность является следствием тех или иных допущений или упрощений; применения эмпирических формул и функциональных зависимостей вместо точных; неполного знания всех свойств наблюдаемых явлений, а также влияния паразитных связей и т. п.

Даже очень точным прибором измерение может быть выполнено с большой погрешностью, поскольку не удается учесть все требования алгоритма выполнения измерения или в самом методе учтены не все факторы, влияющие на точность измерений. Если для сравнительно простых методов измерений погрешность результата почти полностью определяется инструментальной погрешностью измерения, то для современных сложных методов погрешность метода измерений составляет существенную, а часто и преобладающую часть суммарной погрешности результата измерения.

Среди погрешностей метода измерений можно выделить *погрешность взаимного влияния средства измерения на объект измерения*, возникающую вследствие того, что средства измерения имеют неидеальный входной импеданс. Например, подключение вольтметра даже с большим входным сопротивлением приводит к уменьшению напряжения на изме-

ряемом участке цепи, что является причиной появления систематической погрешности измерения.

Погрешности, возникающие вследствие внешних влияний, являются следствием воздействия влияющих величин: температуры воздушных потоков, атмосферного давления, влажности воздуха, вибраций, магнитных и электрических полей, ионизирующих излучений и т. п.

Наибольшую опасность представляют величины, действующие непрерывно в течение процесса измерения. Они вносят систематические погрешности, которые могут остаться незамеченными вследствие их относительной постоянности.

**Субъективные погрешности** являются следствием индивидуальных свойств наблюдателя, обусловленных особенностями его организма. Может оказаться, что наблюдатель допускает устойчивую погрешность, которая делается следствием укоренившихся неверных навыков, замедленной реакции, недостаточного опыта и т. п.

Существенную долю субъективных погрешностей составляют погрешности отсчитывания: погрешность интерполяции, погрешность от параллакса, погрешности, обусловленные запаздыванием или опережением в регистрации динамично изменяющихся сигналов и др.

**Случайная погрешность измерения** – составляющая погрешности результата измерения, изменяющаяся случайным образом (по знаку и значению) при повторных измерениях, проведенных с одинаковой тщательностью, одной и той же физической величины

Причины, вызывающие случайные погрешности, весьма разнообразны: это может быть трение или люфт в узлах измерительного механизма, попадание частичек пыли или влаги в механизм, пульсации напряжения источников питания, изменение сопротивления электрических контактов, вибрации, внешние поля, колебания температуры или влажности окружающей среды, незначительные изменения самой измеряемой величины и т. д. Даже если каждая из этих причин оказывает пренебрежимо малое влияние на результат измерения, то суммарное их воздействие может вызвать заметные погрешности. Перечисленные причины в любой момент времени проявляют себя по-разному, выявить закономерности их взаимосвязи оказывается чрезвычайно трудно или невозможно, поэтому погрешности, порождаемые этими причинами, относят к разряду случайных.

Наличие случайных погрешностей приводит к тому, что отдельно взятый результат измерения какой-либо физической величины может отличаться от ее истинного значения. Используя различные приемы, можно лишь оценить границы, в пределах которых (с некоторой вероятностью) находится истинное значение измеряемой величины. Поэтому говорят, что на-

личие случайных погрешностей снижает достоверность результатов измерений. Под достоверностью измерений понимают качественную характеристику измерений, отражающую близость к нулю случайных погрешностей.

По форме представления различают следующие виды погрешностей: абсолютная, относительная, приведённая.

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

$$\Delta = x - x_{и}. \quad (2.3)$$

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

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

$$\delta = \Delta / x_{и}. \quad (2.4)$$

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

$$\delta_{пр} = 100 \frac{\Delta}{X_N}. \quad (2.5)$$

Для средств измерений отдельно нормируются погрешность в нормальных условиях применения и погрешности, имеющие место при выходе влияющих величин за пределы нормальной области, но остающиеся 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*.

**Класс точности средства измерений** – обобщённая характеристика средства измерений, определяемая пределами допускаемых основных и дополнительных погрешностей, а также другими свойствами средств измерений, влияющими на точность, значения которых устанавливаются в стандартах на отдельные виды средств измерений.

Способы назначения классов точности в зависимости от выражения пределов допускаемых погрешностей и обозначения классов точности устанавливает ГОСТ 8.401–80.

Класс точности средств измерений характеризует их свойства в отношении точности, но не является непосредственным показателем точности измерений, выполняемых с помощью этих средств, так как точность

измерений зависит также от метода измерений и условий их выполнения. Например, класс точности характеризует: для вольтметра переменного тока – его наибольшую допускаемую основную погрешность, допускаемые изменения показаний, вызываемые отклонением от нормальных значений температуры, частоты переменного тока, внешних магнитных полей и других влияющих величин; для нормальных элементов – пределы, в которых должно лежать действительное значение их ЭДС, стабильность во времени и т. п.; для электро- и радиоизмерительных приборов – пределы допускаемых основной и дополнительной погрешностей, устанавливаемых в виде абсолютных, относительных и приведенных погрешностей или в виде определенного числа делений шкалы.

Основой для присвоения средствам измерений того или иного класса точности, как правило, является основная погрешность и форма её представления.

Значения классов точности измерительных приборов присваивают из ряда, составленного из следующих предпочтительных чисел:

$$1 \times 10^n; 1,5 \times 10^n; 2 \times 10^n; 2,5 \times 10^n; 4 \times 10^n; 5 \times 10^n; 6 \times 10^n;$$
$$n = 1, 0, -1, -2 \text{ и т. д.}$$

## 2.2. Статистическая теория погрешностей измерения

### 2.2.1. Методы описания погрешностей. Законы распределения

При наличии случайных погрешностей измерений прибегают к многократным наблюдениям и последующей статистической обработке их результатов. При этом результаты наблюдений и измерений и случайные погрешности рассматриваются как случайные величины, т. е. величины, которые характеризуют случайное явление и в результате измерений принимают то или иное значение. Обработка результатов таких наблюдений возможна, если их рассеивание обнаруживает определенные статистические закономерности. Если же результаты наблюдений разбросаны произвольно, то использовать какие-либо способы обработки таких наблюдений и получить результат измерения невозможно. Поэтому при формулировании конкретной задачи измерений и при получении результатов наблюдений необходимо прежде всего проверить наличие закономерностей в распределении наблюдений. Если такие закономерности обнаруживаются, то распределение наблюдений обладает статистической устойчивостью и для их обработки возможно применение методов теории вероятностей и математической статистики. При этом необходимо отметить, что обнаружение статистических закономерностей в распределении результатов наблюдений



проводится после исключения из них всех известных систематических погрешностей.

Случайные величины характеризуются законами распределения. При этом различают два вида законов: интегральный и дифференциальный.

**Интегральный закон распределения**, или интегральная функция распределения случайной величины  $F(x)$ , характеризует вероятность события того, что конкретная реализация случайной величины  $X$  будет принимать значения, меньшие некоторой текущей величины  $x$ :

$$F(x) = P[X < x]. \quad (2.6)$$

Интегральный закон распределения – это неубывающая функция, которая при значении  $x = -\infty$  равна нулю, а при  $x = +\infty$  равна единице (т. е.  $F(-\infty) = 0, F(+\infty) = 1$ ).

Интегральная функция распределения – самая универсальная характеристика случайной величины. Она существует для всех случайных величин, как дискретных, так и непрерывных, и полностью представляет случайную величину с вероятностной точки зрения.

Для непрерывной случайной величины с непрерывной и дифференцируемой функцией распределения можно найти **дифференциальный закон распределения**  $f(x)$ :

$$F(x) = \int_{-\infty}^x f(x) dx. \quad (2.7)$$

Эта функция называется также плотностью распределения вероятности непрерывной случайной величины. Функция  $f(x)$  неотрицательна и подчиняется условию

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f(x) dx = 1. \quad (2.8)$$

### 2.2.1.1. Нормальный закон распределения

Плотность вероятностей при нормальном законе распределения случайной величины  $x$  описывается соотношением

$$f(x) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\bar{x}_0)^2}{2\sigma_0^2}}, \quad (2.9)$$

где  $\sigma_0$  – среднее квадратическое отклонение (СКО);

$\bar{x}_0$  – математическое ожидание.

Отметим, что объем выборки ограничен и вместо  $\sigma_0$  и  $\bar{x}_0$  ( $\sigma_0$  и  $\bar{x}_0$  соответствуют числу измерений  $n \rightarrow \infty$ ) на практике используются оценки СКО и среднего арифметического значения (соответственно  $\sigma$  и  $\bar{x}$ ).

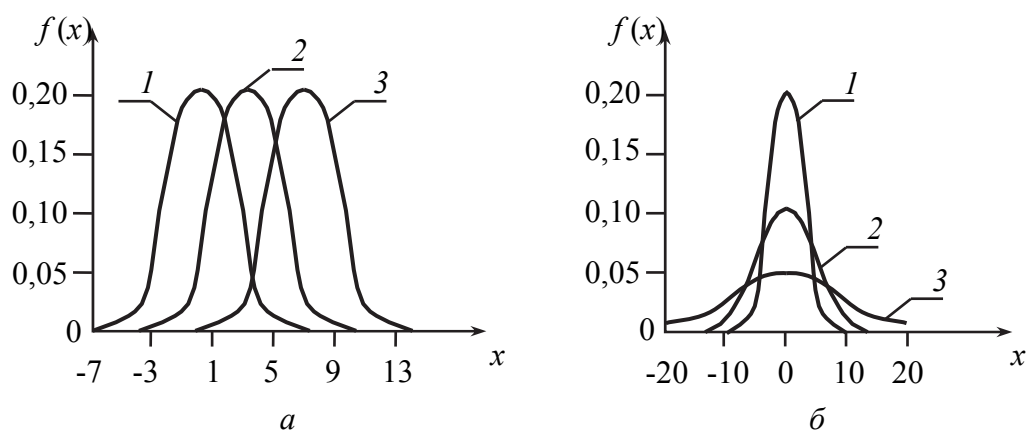
Рис. 2.6. Графики влияния параметров  $\bar{x}_0$  на вид функции  $f(x)$ 

График функции  $f(x)$  приведен на рис. 2.6. При изменении  $\bar{x}_0$  и постоянстве СКО вся кривая распределения плотности вероятностей перемещается вдоль оси абсцисс, не изменяя своей формы (рис. 2.6, а, кривые 1, 2, 3).

Параметр  $\sigma_0$  характеризует форму кривой распределения плотности вероятностей и является количественным показателем степени рассеивания случайных величин около их математического ожидания. При уменьшении  $\sigma_0$  и неизменности  $\bar{x}_0$  кривая распределения вытягивается вдоль оси ординат, а при увеличении – становится более плоской и растягивается вдоль оси абсцисс (рис. 2.6, б, кривые 1, 2, 3).

Интегральная функция распределения  $F(x)$  (для нормального закона) описывается соотношением

$$F(x) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{(x-\bar{x}_0)^2}{2\sigma_0^2}} dx, \quad (2.10)$$

где  $x$ ,  $\sigma_0$ ,  $\bar{x}_0$  – определены выше.

Интеграл, стоящий в правой части уравнения, не может быть сведён к элементарным функциям в конечном виде, однако может быть выражен через функцию Лапласа  $\Phi(T)$ , называемую также интегралом вероятности:

$$F(x) = \frac{1}{2} [1 + \Phi[t]], \quad (2.11)$$

где

$$\Phi(T) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^T e^{-\frac{t^2}{2}} dt, \quad (2.12)$$

$$T = \frac{X - x_0}{\sigma_0}, \quad (2.13)$$

$$t = \frac{x - x_0}{\sigma_0}. \quad (2.14)$$

Интеграл вероятности  $\Phi(T)$  табулирован, и его численные значения приведены в табл. 2.1, а график функции  $\Phi(T)$  – на рис. 2.7.

Таблица 2.1

$$\text{Интеграл вероятности } \Phi(T) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^T e^{-\frac{t^2}{2}} dt$$

$T$	$\Phi(T)$	$T$	$\Phi(T)$	$T$	$\Phi(T)$	$T$	$\Phi(T)$
0,00	0,0000	0,75	0,5467	1,5	0,8644	2,25	0,9756
0,05	0,0399	0,80	0,5763	1,55	0,8789	2,30	0,9786
0,10	0,0797	0,85	0,6047	1,60	0,8904	2,35	0,9812
0,15	0,1192	0,90	0,6319	1,65	0,9011	2,40	0,9836
0,20	0,1585	0,95	0,6579	1,70	0,9109	2,45	0,9857
0,25	0,1974	1,00	0,6827	1,75	0,9199	2,50	0,9876
0,30	0,2358	1,05	0,7063	1,80	0,9281	2,60	0,9907
0,35	0,2737	1,10	0,7287	1,85	0,9357	2,70	0,9931
0,40	0,3108	1,15	0,7499	1,90	0,9426	2,80	0,9949
0,45	0,3473	1,20	0,7699	1,95	0,9488	2,90	0,9963
0,50	0,3829	1,25	0,7887	2,00	0,9545	3,00	0,99730
0,55	0,4177	1,30	0,8064	2,05	0,9596	3,81	0,99806
0,60	0,4515	1,35	0,8230	2,10	0,9643	3,20	0,99863
0,65	0,4843	1,40	0,8385	2,15	0,9684	3,50	0,99953
0,70	0,5161	1,45	0,8529	2,20	0,9722	4,00	0,99994

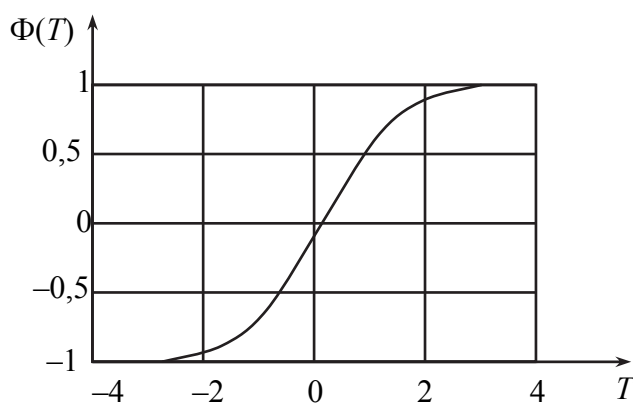


Рис. 2.7. График интегральной функция  $\Phi(T)$  для нормального закона распределения

Интеграл вероятности  $\Phi(T)$  – монотонная функция, обладающая следующими свойствами:

$$\Phi(-T) = -\Phi(T), \quad (2.15)$$

$$\Phi(+\infty) = 1, \quad (2.16)$$

$$P(T) = \Phi(-T < t < +T). \quad (2.17)$$

Соотношение (2.17) означает, что с вероятностью  $P(T)$  случайная величина  $t$  не выйдет за пределы интервала  $\pm T$ . В теории погрешностей интервал от  $-T$  до  $+T$  обычно называют доверительным интервалом, а соответствующую ему вероятность  $P(T)$  – доверительной вероятностью. В дальнейшем доверительную вероятность будем обозначать  $P$ .

### 2.2.1.2. Равномерный закон распределения

Интегральное выражение функции распределения

$$F(x) = \frac{x-a}{b-a}. \quad (2.18)$$

Дифференциальное выражение функции распределения (рис. 2.8)

$$f(x) = \frac{1}{b-a}, \quad a \leq x \leq b. \quad (2.19)$$

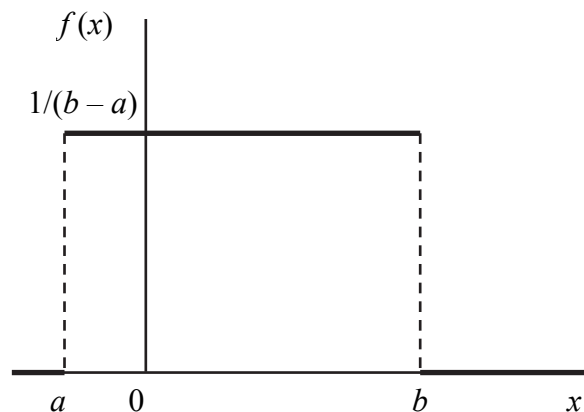


Рис. 2.8. Кривая равномерного распределения случайной величины

Основные характеристики равномерного распределения:  
математическое ожидание:

$$M(x) = \frac{a+b}{2}; \quad (2.20)$$

дисперсия:

$$D(x) = \frac{(b-a)^2}{12}; \quad (2.21)$$

среднеквадратичное отклонение:

$$\sigma = \sqrt{D(x)}; \quad (2.22)$$

коэффициент вариации:

$$v_x = \frac{2(b-a)}{\sqrt{3}(a+b)}. \quad (2.23)$$

Равномерный закон распределения погрешности измерения встречается, например, при измерении временного интервала цифровым методом.

### 2.2.1.3. Распределение Стьюдента

Распределением Стьюдента ( $t$ -распределение) называется распределение случайной величины  $t$ :

$$t = \frac{Z}{\sqrt{\frac{1}{k}x^2}}, \quad (2.24)$$

где  $Z$  – случайная величина, распределённая по стандартному нормальному закону;

$x^2$  – независимая от  $Z$  случайная величина, имеющая распределение с  $k$  степенями свободы.

Плотность вероятности распределения Стьюдента имеет следующий вид (рис. 2.9):

$$\varphi(x) = \frac{\Gamma\left(\frac{k+1}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{k}{2}\right)\sqrt{\pi k}} \left(1 + \frac{x^2}{n}\right)^{-\frac{k+1}{2}}, \quad (2.25)$$

где  $\Gamma(y)$  – гамма-функция в точке  $y$ .

Кривая распределения Стьюдента симметрична относительно оси ординат, но по сравнению с нормальной кривой более пологая.

При  $k \rightarrow \infty$   $t$ -распределение приближается к нормальному. Практически уже при  $k > 30$  можно считать  $t$ -распределение приближённо нормальным.

Математическое ожидание случайной величины, имеющей  $t$ -распределение, в силу симметрии её кривой распределения, равно нулю:

$$M(t) = 0. \quad (2.26)$$

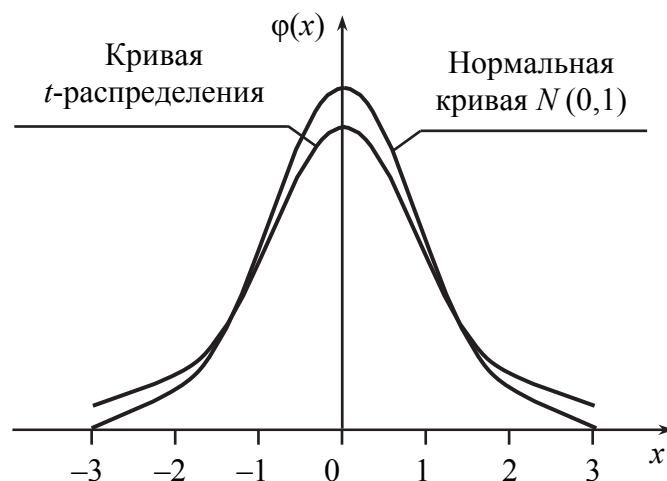


Рис. 2.9. Кривая распределения Стьюдента

Дисперсия  $t$ -распределения:

$$D(t) = \frac{k}{k-2}. \quad (2.27)$$

### 2.2.2. Среднеквадратичная погрешность

В метрологической практике широко распространен термин среднее квадратическое отклонение (СКО) единичных результатов в ряду измерений от их среднего арифметического значения. Это отклонение иногда называют стандартной погрешностью измерений. Если в результаты измерений введены поправки для устранения систематических погрешностей, то отклонения от среднего арифметического значения можно рассматривать как случайные погрешности. В Рекомендациях по межгосударственной стандартизации РМГ 29-99 предлагается для упорядочения совокупности терминов, родовым среди которых является термин **«погрешность измерения»**, применять термин **«средняя квадратическая погрешность»**. При обработке ряда результатов измерений, свободных от систематических погрешностей, средняя квадратическая погрешность и СКО представляют собой одну и ту же оценку рассеяния результатов единичных измерений.

Границы погрешности могут быть определены как предельные значения или как доверительные границы с указанием вероятности попадания погрешности в указанный интервал. В качестве предельных значений или границ могут рассматриваться нижняя и верхняя границы ( $\Delta_n$  и  $\Delta_v$  либо  $-\Delta$  и  $+\Delta$ ), значение модуля погрешности  $\Delta$  (в случае если  $|\Delta| = |+\Delta|$ ) или значение модуля погрешности, равное большему из абсолютных значений  $|\Delta|$  и  $|+\Delta|$ .

### 2.2.3. Среднеквадратические погрешности среднеарифметического значения результата измерения

Термин средняя квадратическая погрешность результата измерений среднего арифметического (средняя квадратическая погрешность среднего арифметического; средняя квадратическая погрешность) введен вместо ранее применявшегося термина среднее квадратическое отклонение результата измерений. Значение этой оценки погрешности рассчитывается как СКО случайной погрешности среднего арифметического значения результата измерений одной и той же величины в данном ряду измерений по формуле

$$S_{\bar{x}} = \frac{S}{\sqrt{n}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2}{n \cdot (n-1)}}, \quad (2.28)$$

где  $S$  – средняя квадратическая погрешность результатов единичных измерений, полученная из ряда равноточных измерений;

$n$  – число единичных измерений в ряду.

### 2.2.4. Оценка, соответствующая центру рассеяния

Числовые характеристики случайных величин, полученных по результатам выборочных наблюдений (т. е. оценки истинных значений величин) подразделяются на три вида:

- характеристики положения;
- характеристики рассеяния;
- характеристики формы распределения.

К характеристикам положения относятся:

- среднее арифметическое значение  $\bar{X}$ ;
- медиана  $\bar{X}_M$ ;
- мода  $\bar{X}_0$ ;
- среднее геометрическое значение ( $\bar{X}_g$ );
- среднее гармоническое значение ( $\bar{X}_h$ ).

Все перечисленные числовые характеристики определяют координату центра распределения упорядоченной совокупности.

Следует отметить, что только в случае нормально распределенных результатов наблюдений выборочное среднее арифметическое, медиана и мода совпадают между собой и могут быть приняты за центр распределения статистической совокупности физической величины, полученной при измерениях.

К характеристикам рассеяния значений переменной относятся:

- минимальное ( $X_{\min}$ ) и максимальное ( $X_{\max}$ ) значения;
- размах вариационного ряда ( $\bar{X}_R; R$ );
- дисперсия ( $S^2$ );
- среднее квадратическое (стандартное) отклонение ( $S$ ; 25%-ный ( $L Q$ ) и 75%-ный ( $U Q$ ) квантили и межквантильный размах ( $R Q - U Q - L Q$ );
- среднее квадратичное отклонение среднего значения ( $S_x$ );
- 95%-ный доверительный интервал истинного среднего значения.

Координата центра распределения определяет положение случайной величины на числовой оси и может быть найдена несколькими способами.

Наиболее фундаментальным является отыскание центра по принципу симметрии, т. е. такой точки  $X_M$  на оси  $x$ , слева и справа от которой вероятности появления различных значений случайной величины одинаковы и равны 0,5. В этом случае для интегральной функции распределения вероятностей должно выполняться следующее условие:

$$F(X_M) = \int_{-\infty}^{X_M} P(X) dX = \int_{X_M}^{-\infty} P(X) dX = 0,5. \quad (2.29)$$

При этом точку  $X_M$  называют медианой, или 50%-ной квантилью. Для ее нахождения у распределения случайной величины должен существовать только нулевой начальный момент. Нулевым моментом в математической статистике называют некоторое среднее значение, отсчитываемое от начала координат. Нулевой начальный момент равен единице. Он используется для задания условия нормирования плотности распределения и определяется по формуле

$$\int_{-\infty}^{X_M} X_0 P(x) dX = 1. \quad (2.30)$$

Первым начальным моментом, как известно, является математическое ожидание случайной величины  $X_M$ . В качестве оценки центра распределения может выбираться одна из следующих оценок (в зависимости от типа распределения): выборочное среднее арифметическое, медиана, центр размаха, срединный размах. При выборе оценок центра распределения следует учитывать, что они имеют различную чувствительность к наличию промахов в обрабатываемой совокупности исходных данных.

Определение выборочного среднего арифметического выполняют по формуле:

$$\bar{X} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i, \quad (2.31)$$



где  $x_i$  – отдельные результаты наблюдений;  
 $n$  – общее количество результатов.

Выборочное среднее арифметическое для упорядоченной совокупности (вариационного ряда) вычисляется по формуле

$$\bar{X} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^k x_i \cdot m_i = \sum_{i=1}^k x_i \cdot p_i, \quad (2.32)$$

где  $m$  – частота повтора отдельных результатов наблюдений;

$p_i = m_i / n$  – частота (статистическая вероятность) попадания  $i$ -го наблюдения в определенный  $k$ -й интервал.

Выборочное среднее арифметическое  $\bar{X}$  является несмещённой оценкой любого закона распределения, кроме этого – состоятельной, эффективной и достаточной (характеристика полноты использования всей содержащейся в выборке информации). Однако оценка в виде среднего арифметического слабо защищена от влияния промахов. Она ослабляется лишь в  $\sqrt{n}$  раз, где  $n$  – число наблюдений, в то время как его возможный размер не ограничен.

### 2.2.5. Медианная оценка

Медианой  $\bar{X}_M$  называют наблюдаемое значение  $x_i$  (так называемую варианту), которая делит вариационный ряд на две части, равные по числу варианту. Медиана  $\bar{X}_M$  вычисляется по нижеприведённым формулам.

Если  $n$  – чётное, то медиана рассчитывается по формуле

$$\bar{X}_M = \frac{1}{2} (x_{n/2} + x_{n/(2+1)}). \quad (2.33)$$

Если  $n$  – нечётное, то – по формуле

$$\bar{X}_M = \frac{1}{2} \cdot x_{(n+1)/2}. \quad (2.34)$$

Следует иметь в виду, что медиана  $\bar{X}_M$  является наиболее эффективной оценкой для симметричных экспоненциальных распределений, в которых контрэксцесс принадлежит интервалу  $0 < \chi < 0,45$ . Для класса распределений, близких к нормальному, с  $0,45 < \chi < 0,67$  эффективными оценками являются средние арифметические  $\bar{X}$ ,  $\bar{X}_{(0,05)}$ ,  $\bar{X}_{(0,1)}$ , занимающие медианное положение.

Для распределений, близких к равномерному и арксинусоидальному, с  $0,67 < \chi < 1$  целесообразно использовать центр размаха  $\bar{X}_R$ . Для двухмодальных распределений с  $0,67 < \chi < 1$  – центр срединного размаха  $\bar{X}_C$ .

Медиана  $\bar{X}_M$  является эффективной оценкой центра экспоненциальных пологоспадающих одномодальных распределений Лапласа с эксцессом  $E > 3,8$ .

### 2.2.6. Эффективные оценки истинного значения измеряемой величины для различных законов распределения погрешности

Задачей измерения является нахождение по полученным наблюдениям наилучшей оценки измеряемой величины – результата измерения и оценки точности этого результата, т. е. степени его близости к истинному значению величины – погрешности измерений. При этом считается, что закон распределения наблюдений и погрешностей известен. Под оценкой в данном случае понимается нахождение значений параметров этих распределений случайных величин по ограниченному числу наблюдений. Полученные оценки параметров распределений являются лишь приближениями к истинным значениям этих параметров и используются в качестве результата измерений и его погрешности. Для того чтобы оценку, получаемую по результатам многократных наблюдений, можно было использовать в качестве параметра функции распределения случайной величины, она должна отвечать ряду требований – быть состоятельной, несмещённой и эффективной.

**Состоятельная оценка** – это оценка, которая при увеличении числа наблюдений стремится к истинному значению оцениваемого параметра.

**Несмещённая оценка** – оценка, математическое ожидание которой равно истинному значению оцениваемого параметра.

**Эффективная оценка** – оценка, имеющая наименьшую дисперсию по сравнению с любой другой оценкой данного параметра.

Методы нахождения оценок параметров распределений, а по ним результатов измерений и их погрешностей зависят от вида функции распределения и от тех соглашений по обработке результатов измерений, которые нормируются в рамках законодательной метрологии в нормативной документации.

#### 2.2.6.1. Оценка истинного значения измеряемой величины при нормальном законе распределения погрешностей

На основе методов теории вероятностей и математической статистики удастся уточнить значение полученного результата измерений и оценить его случайную погрешность, т. е. меру приближения результата измерения к истинному значению измеряемой величины.

Применение того или иного показателя точности обуславливается назначением измерений и характером использования их результатов.

Пусть проведено  $n$  наблюдений измеряемой величины  $X$  и получены результаты  $x_1, x_2, \dots, x_n$ , каждый из которых содержит постоянную систематическую погрешность  $\Delta_s$  и случайную погрешность  $\Delta$ .

Если в качестве оценки измеряемой величины принято среднеарифметическое полученных значений, то

$$\bar{X} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left( X + \Delta_s + \Delta \right) = X + \Delta_s + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \Delta. \quad (2.35)$$

Отдельные значения случайной погрешности могут иметь разные знаки, поэтому при суммировании некоторые значения будут взаимно компенсироваться. Можно показать, что дисперсия третьего слагаемого, являющегося случайной погрешностью результата измерений  $\bar{X}$ , уменьшается при увеличении  $n$ . Следовательно, многократные наблюдения целесообразно применять тогда, когда доминирует случайная погрешность и ее уменьшение может существенно уменьшить общую погрешность.

**Принцип максимального правдоподобия.** Пусть результаты  $x_i$  наблюдений измеряемой величины подчинены закону распределения  $p(x_i; X; \sigma)$ , где  $X$  – математическое ожидание,  $\sigma$  – СКО. Вероятность появления результата измерений

$$p_i(x_i) = p(x_i; X; \sigma) \Delta_x, \quad (2.36)$$

где  $\Delta_x$  – малый интервал.

Вероятность появления совокупности независимых результатов  $x_1, x_2, \dots, x_n$  определяется как произведение вероятностей:

$$P(x_1, x_2, \dots, x_n) = \prod_{i=1}^n p_i(x_i) = \Delta x^n \prod_{i=1}^n p(x_i; X; \sigma). \quad (2.37)$$

Параметры  $X$  и  $\sigma$  до измерений неизвестны, поэтому их можно рассматривать как переменные. Метод максимального правдоподобия заключается в подборе таких значений  $X$  и  $\sigma$ , при которых вероятность появления результатов измерений максимальна.

Полученные оценки называют оценками максимального правдоподобия. Их отыскивают по максимуму функции правдоподобия

$$L(x_1, x_2, \dots, x; X; \sigma) = \prod_{i=1}^n p(x_i; X; \sigma), \quad (2.38)$$

которая отличается от вероятности  $P(x_1, x_2, \dots, x_n)$  множителем  $\Delta x^n$ , не влияющим на решение.

Рассмотрим пример, поясняющий метод максимального правдоподобия. На рис. 2.10 показаны результаты  $x_i$  наблюдений. Если выбранное математическое ожидание  $X$  сильно сдвинуто от центра области, в которой расположены экспериментальные точки (точка 1 на рис. 2.10), то вероятности  $p_i(x_i)$ , отображенные столбиками со штриховкой с наклоном вправо, будут малы. Очевидно, что в данном случае вероятность  $P(x_1, x_2, \dots, x_n)$  также мала.

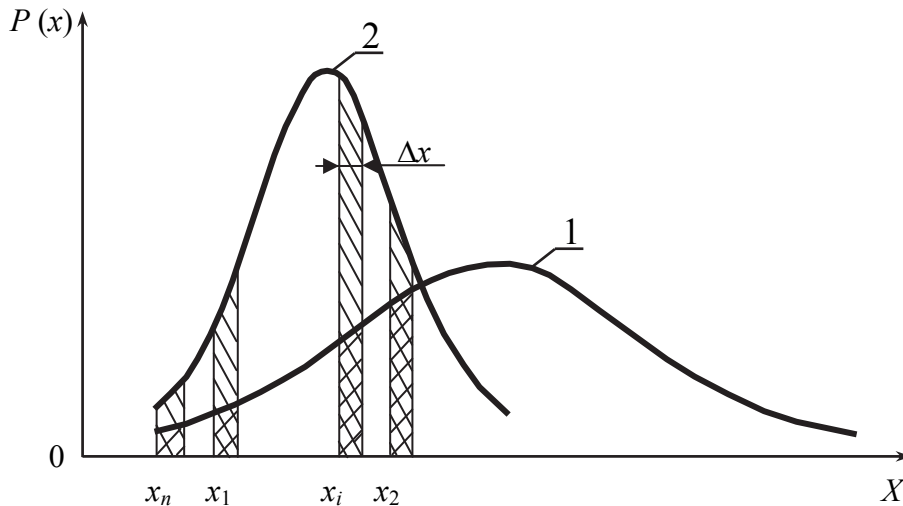


Рис. 2.10. Пример применения метода максимального правдоподобия

Если уменьшить математическое ожидание и дисперсию (точка 2 на рис. 2.10), то вероятности  $p_i(x_i)$ , отображенные столбиками со штриховкой с наклоном влево, возрастут и соответственно увеличится функция правдоподобия. Изменять  $X$  и  $\sigma$  следует до тех пор, пока не будет достигнут максимум функции правдоподобия.

Оценки максимального правдоподобия зависят от закона распределения погрешностей.

Для нормального закона

$$p(x_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(x_i - X)^2}{2\sigma^2}\right). \quad (2.39)$$

Функция правдоподобия

$$L(x_1, x_2, \dots, x_n; X; \sigma) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\right)^n \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^n (x_i - X)^2\right]. \quad (2.40)$$

Если функция правдоподобия содержит сомножители с показательными функциями, удобнее пользоваться логарифмической функцией правдоподобия:

$$\ln L(x_1, x_2, \dots, x_n; X; \sigma) = -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^n (x_i - X)^2 - n \ln \sigma - \frac{n}{2} \ln 2\pi. \quad (2.41)$$

В данном случае функция правдоподобия дифференцируема, а ее производные непрерывны в точках  $x_i$ . Поэтому оценки максимального правдоподобия находят, решая следующую систему уравнений:

$$\begin{aligned} \left( \frac{\partial L}{\partial X} \right)_{\substack{X=\bar{X} \\ \sigma=\bar{\sigma}}} &= \frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{X}) = 0, \\ \left( \frac{\partial L}{\partial \sigma} \right)_{\substack{X=\bar{X} \\ \sigma=\bar{\sigma}}} &= \frac{1}{(\bar{\sigma})^3} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{X})^2 - \frac{n}{\bar{\sigma}} = 0. \end{aligned} \quad (2.42)$$

В результате получают

$$\begin{aligned} \bar{X} &= \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i, \\ \bar{\sigma} &= \frac{1}{n} \sqrt{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{X})^2}. \end{aligned} \quad (2.43)$$

Полученные оценки максимального правдоподобия  $\bar{X}$  называют точечными оценками результата измерений.

Пусть результаты наблюдений подчинены нормальному закону, статистически независимы и не содержат систематических погрешностей.

Оценка максимального правдоподобия (точку 1 на рис. 2.10) несмещённая, поскольку

$$M(\bar{X}) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \bar{x}_i = \frac{nX}{n} = X. \quad (2.44)$$

Определение её таким образом можно рассматривать как косвенные измерения, поэтому СКО оценки

$$\sigma_{\bar{X}} = \sqrt{\frac{1}{n^2} n \sigma^2} = \frac{\sigma}{\sqrt{n}}. \quad (2.45)$$

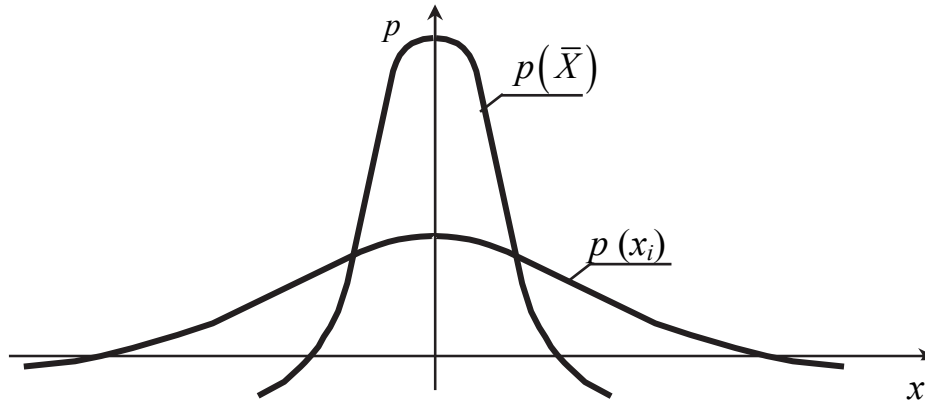


Рис. 2.11. График распределения плотности вероятности результатов наблюдений  $p(x_i)$  и результатов измерений  $p(\bar{X})$

Оценка  $\bar{X}$  подчиняется нормальному закону распределения при любых  $n$ , поскольку композиция нормальных законов при любом числе слагаемых дает нормальный закон. Плотности вероятности  $p(x_i)$  и  $p(\bar{X})$  показаны на рис. 2.11.

Использовать в дальнейшем закон распределения  $p(\bar{X})$  для отыскания доверительного интервала нельзя, так как значение  $\sigma$ , а следовательно, и  $\sigma_{\bar{X}}$  обычно неизвестны. Вместо  $\sigma$  при анализе используют ее оценку максимального правдоподобия (точка 2 на рис. 2.10).

Определим, является ли эта оценка несмещенной. Для этого найдем математическое ожидание и после преобразований получим

$$\bar{\sigma} = \sqrt{(n-1)/n} \sigma. \quad (2.46)$$

Следовательно, оценка максимального правдоподобия  $\sigma_{\bar{X}}$  при конечном  $n$  является смещенной. При  $n \rightarrow \infty [(n-1)/n] \rightarrow 1$  и  $\bar{\sigma} \rightarrow \sigma$ , откуда следует асимптотическая несмещенность оценки.

При расчетах используют несмещенную оценку

$$S = \sqrt{\frac{n}{n-1}} \bar{\sigma} = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{X})^2}. \quad (2.47)$$

Подставив полученную оценку в формулу (2.46), получим оценку СКО среднеарифметического:

$$S_{\bar{X}} = \frac{S}{\sqrt{n}} = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{X})^2}, \quad (2.48)$$

которая является случайной величиной.

### 2.2.6.2. Эффективная оценка истинного значения измеряемой величины при распределениях, отличающихся от нормального

Если распределение нельзя считать нормальным, то необходимо вначале определить эксцесс распределения, по которому решают, к какой группе относится данное распределение. Статистическая оценка эксцесса распределения определяется в соответствии с выражением

$$E = \frac{1}{n(\bar{\sigma})^4} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{X})^4, \quad (2.49)$$

где  $E$  – эксцесс распределения;

$\bar{X}$  – среднее арифметическое результатов измерений  $x_1, x_2, \dots, x_n$ ;

$\bar{\sigma}$  – оценка среднеквадратического отклонения результатов измерений.

В зависимости от значения эксцесса  $e$ -распределения делятся на плосковершинные, островершинные и близкие к нормальному закону распределения.

1. **Островершинные законы распределения** – это распределения, для которых значение эксцесса  $E > 4$ .

В качестве эффективной для островершинных законов распределения рекомендуется медианная оценка, определяемая как 50%-ный квантиль. Квантильная оценка задается вероятностью

$$p(X < x_1) = \beta, \quad (2.50)$$

где  $X$  – значение случайной величины;

$x_1$  – квантильная оценка;

$\beta$  – величина квантили, представляющая собой вероятность того, что значение случайной величины  $X$  не превысит значения  $x_1$ .

Часто значение квантили  $\beta$  выражают в процентах. Значение квантили  $\beta$  представляет собой площадь, ограниченную кривой плотности вероятности  $f(x)$  в интервале значений  $x$  от  $-\infty$  до  $x_1$  (рис. 2.12).

Медианная оценка представляет собой 50%-ный квантиль, т. е. статистика, которая делит ранжированную совокупность (вариационный ряд выборки) на две равные части: 50 % «нижних» членов ряда данных будут иметь значение признака не больше, чем медиана, а «верхние» 50 % – значения признака не меньше, чем медиана. Фактически медианная оценка может быть представлена как значение, слева и справа от которого находится одинаковое число измерений.

Значения  $x_1, x_2, \dots, x_n$  в данном случае составлены в вариационный ряд, т. е. упорядочены в порядке возрастания своих значений.

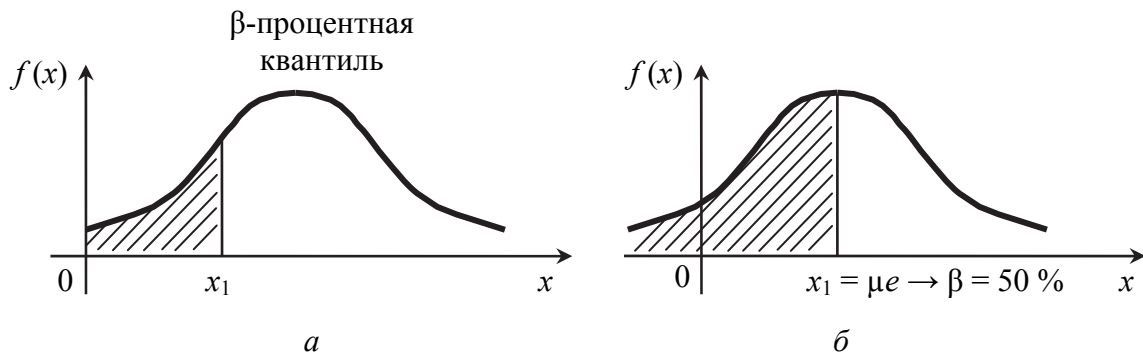


Рис. 2.12. Квантильная (а) и медианная (б) оценки

**2. Законы распределения, близкие к нормальному**, – это законы, для которых выполняется условие  $2,5 \leq E \leq 4$ .

Для данных распределений, в число которых входит и нормальное распределение, эффективной оценкой является среднее арифметическое наблюдаемых значений.

**3. Плосковершинные законы распределения** – законы с равномерным распределением. Для данных законов распределения выполняется условие  $E < 2,5$  и эффективной оценкой является центр рассеяния, определяемый по формуле

$$\bar{X} = \frac{x_{\max} + x_{\min}}{2}. \quad (2.51)$$

### 2.2.7. Оценка среднеквадратической погрешности

Выясним, как на основании полученной в эксперименте группы результатов наблюдений оценить истинное значение, т. е. найти результат измерений, и как оценить его точность, т. е. меру его приближения к истинному значению.

Эта задача является частным случаем оценок параметров функции распределения случайной величины на основании выборки – ряда значений, принимаемых этой величиной в  $n$  независимых опытах.

Оценка параметра называется *точечной*, если она выражается одним числом. Любая точечная оценка, вычисленная на основании опытных данных, является их функцией и поэтому сама должна представлять собой случайную величину с распределением, зависящим от распределения исходной случайной величины, в том числе и от самого оцениваемого параметра, и от числа опытов  $n$ .

На практике не всегда удаётся удовлетворить одновременно требованиям состоятельности, несмещённости и эффективности оценки, поэтому выбору оценки должен предшествовать её критический анализ.



Получаемая в результате наблюдений информация об истинном значении измеряемой величины и рассеивании результатов наблюдений состоит из ряда результатов отдельных наблюдений (ряда наблюдений)  $x_1, x_2, \dots, x_n$ , где  $n$  – число наблюдений.

Их можно рассматривать как  $n$  независимых случайных величин с одним и тем же распределением, совпадающим с распределением  $F(x)$ . Поэтому

$$M[x_i] = M[x]; \quad D[x_i] = D[x]; \quad i = 1, 2, \dots, n.$$

В этих условиях в качестве оценки истинного значения измеряемой величины естественно принять среднее арифметическое полученных результатов наблюдений:

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

Среднее арифметическое представляет собой лишь оценку математического ожидания результата измерения и может стать оценкой истинного значения измеряемой величины только после исключения систематических погрешностей. Будучи вычисленным на основе ограниченного числа опытов, среднее арифметическое само является случайной величиной. Вычислим его математическое ожидание:

$$M[\bar{x}] = M\left[\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i\right] = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n M[x_i] = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n M[x] = M[x]. \quad (2.52)$$

Это значит, что среднее арифметическое является несмещённой оценкой истинного значения. Однако несмещёнными будут и все другие оценки, являющиеся линейными функциями результатов наблюдений:

$$\bar{x} = \sum_{i=1}^n a_i \cdot x_i, \quad (2.53)$$

где

$$\sum_{i=1}^n a_i = 1.$$

Покажем, что среди всех определённых таким образом оценок среднее арифметическое имеет наименьшую дисперсию. Для этого вычислим дисперсию  $\bar{x}$ :

$$D[\bar{x}] = D\left[\sum_{i=1}^n a_i \cdot x_i\right] = \sum_{i=1}^n a_i^2 \cdot D[x_i] = D[x_i] \cdot \sum_{i=1}^n a_i^2. \quad (2.54)$$

Однако квадратичная форма  $\sum_{i=1}^n a_i^2$  достигает минимума, если все  $a_i$  одинаковы и равны  $1/n$ . Тогда из оценки  $\bar{x}$  получаем среднее арифметическое  $x$ , имеющее, таким образом, дисперсию

$$D[\bar{x}] = D[x] \cdot \sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{n}\right)^2 = \frac{1}{n} \cdot D[x], \quad (2.55)$$

которая меньше дисперсии любой другой линейной оценки. При некоторых определенных видах распределения результатов наблюдений, например, при нормальном распределении, среднее арифметическое является, кроме того, и эффективной оценкой истинного значения.

Таким образом, дисперсия среднего арифметического оказывается в  $n$  раз меньше дисперсии результатов наблюдений, или, в терминах СКО,

$$S_{\bar{x}} = \frac{S}{\sqrt{n}},$$

т. е. СКО среднего арифметического в  $\sqrt{n}$  раз меньше СКО результата наблюдений. По мере увеличения числа наблюдений  $S_{\bar{x}}$  стремится к нулю.

Это означает, что среднее арифметическое ряда наблюдений сходится по вероятности к математическому ожиданию и является его состоятельной оценкой. Из этого, конечно, не следует, что среднее арифметическое ближе к истинному значению, чем результат каждого отдельного наблюдения. Напротив, некоторые из результатов наблюдений могут быть ближе к  $x$ , но, к сожалению, мы не можем выбрать эти результаты из числа других результатов ряда. Именно поэтому приходится прибегать к определению среднего арифметического.

Логическим следствием оценки истинного значения измеряемой величины средним арифметическим ряда наблюдений является оценка фактических значений случайных погрешностей случайными отклонениями результатов наблюдений от среднего арифметического:

$$V_i = x_i - \bar{x}. \quad (2.56)$$

По мере увеличения числа наблюдений распределение случайных отклонений результатов наблюдений асимптотически сводится к распределению случайных погрешностей. В качестве точечной оценки дисперсии случайной погрешности естественно выбрать величину

$$\bar{S}_{1x}^2 = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n V_i^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2. \quad (2.57)$$

Эта оценка состоятельна, однако она немного смещена, поскольку её математическое ожидание

$$M[\bar{S}_{1x}^2] = \frac{n-1}{n} \cdot S_x^2. \quad (2.58)$$

Поэтому точечную оценку дисперсии принято определять следующим образом:

$$\begin{aligned} \bar{S}_{1x}^2 &= \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2, \\ \bar{S}_{1x}^2 &= \frac{1}{n} \cdot \bar{S}_x^2 = \frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2, \end{aligned} \quad (2.59)$$

$$M[x] - t_p \cdot \bar{S}_x; \quad M[x] + t_p \cdot \bar{S}_x,$$

$$P\{M[x] - t_p \cdot \bar{S}_x < x \leq M[x] + t_p \cdot \bar{S}_x\} = P\{x - t_p \cdot \bar{S}_x < M[x] \leq x + t_p \cdot \bar{S}_x\},$$

а оценку СКО результатов наблюдений – по выражению

$$\bar{S}^2 = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}. \quad (2.60)$$

Эта оценка характеризует сходимость результатов отдельных наблюдений, т. е. степень их концентрации относительно среднего арифметического. Последнее, являясь случайной величиной, имеет дисперсию, в  $n$  раз меньшую дисперсии случайной погрешности. Поэтому в качестве точечной оценки дисперсии среднего арифметического принимается выражение

$$\bar{S}_{\bar{x}}^2 = \frac{1}{n} \cdot \bar{S}_x^2 = \frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2, \quad (2.61)$$

где  $\bar{S}_{\bar{x}}$  – СКО результатов наблюдений.

### 2.2.8. Доверительная погрешность

*Доверительные границы погрешности результата измерений* (доверительные границы погрешности; доверительные границы) – наибольшее и наименьшее значения погрешности измерений, ограничивающие интервал, внутри которого с заданной вероятностью находится искомое (истинное) значение погрешности результата измерений.

Доверительные границы результата измерений при симметричном распределении вычисляются как  $\pm t S, \pm t S_{\bar{X}}$ , где  $S, S_{\bar{X}}$  – средние квадратические погрешности соответственно единичного и среднего арифметического результатов измерений;  $t$  – коэффициент, зависящий от доверительной вероятности  $P$  и числа измерений  $n$ . При симметричных границах термин может применяться в единственном числе – доверительная граница. Иногда вместо термина *доверительная граница* применяют термин *доверительная погрешность*, или *погрешность при данной доверительной вероятности*.

Точечные оценки математического ожидания случайной величины и её среднего квадратического отклонения в ряде случаев дают достаточно полное представление об измеряемой величине и степени её рассеяния. Однако точечные оценки сами являются случайными величинами и стремятся к истинным значениям оцениваемых параметров только при неограниченном увеличении числа наблюдений. Поэтому важно получить не только оценку искомого параметра, но и определить, насколько эта оценка близка к его истинному значению. Другими словами, необходимо найти интервал значений, в котором с заданной вероятностью находится истинное значение параметра. В теории погрешностей такой интервал называют доверительным, а его границы – нижней и верхней – доверительными границами. Искомое значение находится внутри доверительного интервала с некоторой вероятностью  $P_d$ , называемой доверительной вероятностью. При заданной доверительной вероятности границы интервала  $a_n$  и  $a_b$  являются случайными величинами, зависящими от случайных результатов наблюдений, которые могут меняться от выборки к выборке. При заданном доверительном интервале случайным будет значение доверительной вероятности.

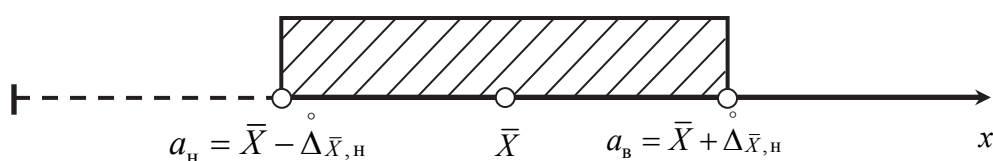


Рис. 2.13. Определение доверительного интервала

Доверительный интервал определяет точность оценки неизвестного параметра, а доверительная вероятность – надежность оценки. При фиксированном доверительном интервале доверительную вероятность можно повысить, только увеличивая объем выборки.

Чтобы оценить случайную погрешность результата измерения величины  $X$ , необходимо определить верхнюю  $a_b$  и нижнюю  $a_n$  границы интервала, накрывающего с заданной вероятностью  $P$  случайное отклонение

$\overset{\circ}{\Delta}_{\bar{X}} = \bar{X} - a$  результата измерения, т. е. определить доверительный интервал (рис. 2.13), который с заданной вероятностью накрывает истинное значение измеряемой величины. Математически это может быть записано в виде

$$a = \bar{X} \pm \overset{\circ}{\Delta}_{\bar{X}}; \quad P = \dots \quad (2.62)$$

Значение  $\overset{\circ}{\Delta}_{\bar{X}}$  называется доверительной погрешностью. Она вычисляется по формуле

$$\overset{\circ}{\Delta}_{\bar{X}} = K \cdot S_{\bar{X}}, \quad (2.63)$$

где  $K$  – коэффициент, определяемый принятой доверительной вероятностью  $P$  и числом наблюдений  $n$ .

Способ определения коэффициента  $K$  был предложен английским математиком В.С. Госсетом, который свои работы подписывал псевдонимом «Стьюдент». Впоследствии коэффициенты, найденные В.С. Госсетом, получили название коэффициентов Стьюдента. Их принято обозначать  $t_s$ .

Зависимости плотности вероятности  $f_n(\varepsilon)$  случайной величины  $\varepsilon$ , распределенной по закону Стьюдента, для  $n = 2$  и  $n = \infty$  показаны на рис. 2.14. При  $n \rightarrow \infty$  распределение Стьюдента стремится к нормальному закону. Как следует из рис. 2.14, основное отличие распределения Стьюдента от нормального заключается в более медленном убывании плотности вероятностей при увеличении  $\varepsilon$ .

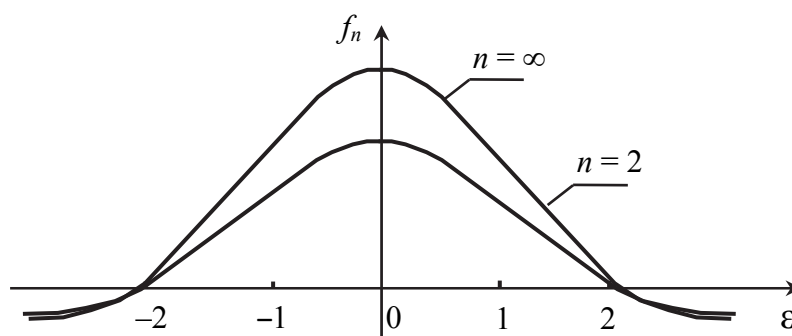


Рис. 2.14. Плотности вероятности  $f_n(\varepsilon)$  для  $n = 2$  и  $n = \infty$

Практически начиная с  $n > 30$  распределение Стьюдента переходит в нормальное распределение с единичной дисперсией. Следовательно, при определении доверительных границ погрешности результата измерения (доверительных погрешностей) при  $n > 30$  вместо коэффициентов Стьюдента можно пользоваться коэффициентами, определяемыми по нормированному нормальному распределению.

Вероятность того, что случайная величина  $\varepsilon = \frac{\bar{X} - a}{S_{\bar{X}}}$  находится в интервале  $(-t_s \dots t_s)$ , определяется равенством

$$P(-t_s \leq \varepsilon < t_s) = \int_{-t_s}^{t_s} f_n(\varepsilon) d\varepsilon = P(t_s, n). \quad (2.64)$$

Функция  $P(t_s, n)$  табулирована. Числовые значения коэффициентов Стьюдента для доверительных вероятностей  $P = 0,95$ ,  $P = 0,99$  и различного числа наблюдений  $n$  приведены в табл. 2.2.

Таблица 2.2

Значения коэффициента Стьюдента ( $t_s$ )

$\nu$	$P = 0,90$	$P = 0,95$	$P = 0,98$	$P = 0,999$
1	6,31	12,7	31,8	63,6
2	2,92	4,30	6,97	9,93
3	2,35	3,18	4,54	5,84
4	2,13	2,78	3,75	4,60
5	2,02	2,57	3,37	4,03
6	1,94	2,45	3,14	3,71
7	1,90	2,36	3,00	3,50
8	1,86	2,31	2,90	3,36
9	1,83	2,26	2,82	3,25
10	1,81	2,23	2,76	3,17
11	1,80	2,20	2,72	3,11
12	1,78	2,18	2,68	3,05

### 2.2.9. Оценка погрешности при малом числе измерений

Пусть измеряемая величина имеет известное значение  $X$ . Естественно, отдельные, найденные в процессе измерения значения этой величины  $x_1, x_2, \dots, x_n$  заведомо не вполне точны, т. е. не совпадают с  $X$ . Но поскольку истинное значение результата  $X$ , как правило, не известно, то для реальной оценки погрешности вместо  $X$  используют среднее арифметическое  $\bar{X}$ .

Однако при малых объемах выборки вместо  $\bar{X}$  предпочтительнее пользоваться медианой  $\bar{X}_M$ . Для вычисления  $\bar{X}_M$  результаты располагают в порядке возрастания, т. е. образуют так называемый вариационный ряд. Для нечетного количества измерений  $n$  медиана равна значению среднего члена ряда.

Например, для  $n = 3$   $\bar{X}_M = x_2$ . Для четных  $n$ , значение  $\bar{X}_M$  равно полусумме значений двух средних результатов. Например, для  $n = 4$   $\bar{X}_M = (x_2 + x_3) / 2$ .

Далее рассчитывают среднеквадратичную погрешность (стандартное отклонение выборки), являющуюся мерой разброса и характеризующую случайную погрешность (2.47).

При малых  $n$  распределение может отличаться от нормального. В математической статистике эта дополнительная ненадёжность устраняется модифицированным симметричным  $t$ -распределением. Применяется некоторый коэффициент (коэффициент Стьюдента)  $t_p$ , который в зависимости от числа степеней свободы ( $\nu$ ) и доверительной вероятности ( $P$ ) позволяет перейти от выборки к генеральной совокупности.

Стандартное отклонение среднего результата  $\bar{X}$  определяется по формуле (2.48).

Разности между средним выборки  $\bar{X}$  и средним значением генеральной совокупности  $\mu$  лежат в  $P$  случаях в пределах, которые при помощи нормального распределения и связанного с ним  $t_p$ -распределения определяются следующим выражением:

$$-\frac{t(P, \nu)}{\sqrt{n}} < \mu - \bar{X} < +\frac{t(P, \nu)}{\sqrt{n}}. \quad (2.65)$$

Величина  $\pm t(P, \nu) S_{\bar{X}}$  является доверительным интервалом среднего значения  $\bar{X}$ . Для серийных анализов обычно полагают  $P = 0,95$ .

### 2.2.10. Обнаружение промахов

**Грубые погрешности (промахи)** относятся к числу погрешностей, изменяющихся случайным образом при повторных наблюдениях. Они явно превышают по своему значению погрешности, оправданные условиями проведения эксперимента.

Для исключения грубых погрешностей применяют аппарат проверки статистических гипотез.

В метрологии используются статистические гипотезы, под которыми понимают гипотезы о виде неизвестного распределения, или о параметрах известных распределений.

Примеры статистических гипотез:

- рассматриваемая выборка (или её отдельный результат) принадлежит генеральной совокупности;
- генеральная совокупность распределена по нормальному закону;
- дисперсии двух нормальных совокупностей равны между собой.

В первых двух гипотезах сделано предположение о виде неизвестного распределения и принадлежности отдельных (подозрительных) результатов данному виду распределения, а в третьей – о параметрах двух известных распределений. Наряду с выдвинутой гипотезой рассматривают

и противоречащую ей гипотезу. Нулевой (основной) называют выдвинутую гипотезу, а конкурирующей (альтернативной) называют ту, которая противоречит нулевой.

При выдвижении и принятии гипотезы могут иметь место следующие четыре случая.

1. Гипотеза принимается, причем и в действительности она правильная.

2. Гипотеза верна, но ошибочно отвергается. Возникающую при этом ошибку называют ошибкой первого рода, а вероятность ее появления – уровнем значимости и обозначают  $q$  ( $\alpha$ ).

3. Гипотеза отвергается, причем в действительности она неверна.

4. Гипотеза неверна, но ошибочно принимается. Возникающую при этом ошибку называют ошибкой второго рода, а вероятность ее появления обозначают  $\beta$ .

Величину  $1 - \beta$ , т. е. вероятность, что гипотеза будет отвергнута, когда она ошибочна, называют *мощностью критерия*.

Все статистические критерии являются случайными величинами, принимающими определенные значения (таблицы критических значений). *Областью принятия гипотезы* (областью допустимых значений) называют совокупность значения критерия, при которых гипотезу принимают.

*Критической* называют совокупность значений критерия, при которых нулевую гипотезу отвергают. Область принятия гипотезы и критическая область разделены критическими точками, в качестве которых и выступают табличные значения критериев.

Область непринятия гипотезы, как показано на рис. 2.15, может быть односторонней (правосторонней или левосторонней) и двусторонней.

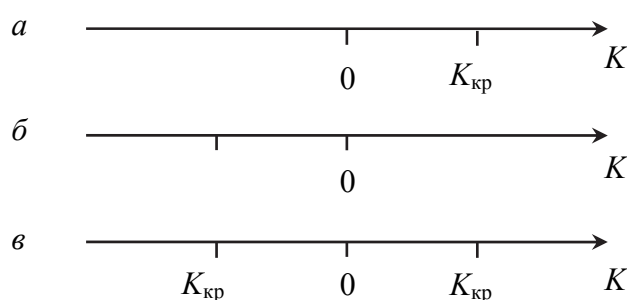


Рис. 2.15. Графическая интерпретация к распределению области принятия гипотезы

*Правосторонней* называют критическую область, определяемую неравенством  $K_{\text{набл}} > k_{\text{кр}}$ , где  $k_{\text{кр}}$  – положительное число (рис. 2.15, а).

*Левосторонней* называют критическую область, определяемую неравенством  $K_{\text{набл}} < k_{\text{кр}}$ , где  $k_{\text{кр}}$  – отрицательное число (рис. 2.15, б).



*Двусторонней* называют критическую область, определяемую неравенствами  $K_{\text{набл}} > k_1$ ;  $K_{\text{набл}} < k_2$ , где  $k_2 > k_1$ . Если критические точки симметричны относительно нуля, двусторонняя критическая область определяется неравенствами  $K_{\text{набл}} < -k_{\text{кр}}$ ,  $K_{\text{набл}} > k_{\text{кр}}$  или равносильным неравенством  $K_{\text{набл}} > k_{\text{кр}}$  (рис. 2.15, в).

Основной принцип проверки статистических гипотез формулируется следующим образом: если наблюдаемое (опытное) значение критерия принадлежит критической области, то гипотезу отвергают; если наблюдаемое значение критерия принадлежит области принятия гипотезы, то гипотезу принимают.

Проверку статистической гипотезы проводят для принятого уровня значимости  $\alpha$  (принимается равным 0,1; 0,05; 0,01 и т. д.). Так, принятый уровень значимости  $\alpha = 0,05$  означает, что выдвинутая нулевая статистическая гипотеза может быть принята с доверительной вероятностью  $P = 0,95$  или есть вероятность отвергнуть эту гипотезу (совершить ошибку первого рода), равную  $P = 0,95$ .

Нулевая статистическая гипотеза подтверждает принадлежность проверяемого «подозрительного» результата измерения (наблюдения) данной группе измерений. Формальным критерием аномальности результата наблюдений (а следовательно, и основанием для принятия конкурирующей гипотезы: «подозрительный» результат не принадлежит данной группе измерений) при этом служит граница, отнесенная от центра распределения на величину  $tS$ , т. е.

$$x_i - \bar{X} \geq tS, \quad (2.66)$$

где  $x_i$  – результат наблюдения, проверяемый на наличие грубой погрешности;  
 $t$  – коэффициент, зависящий от вида и закона распределения, объема выборки, уровня значимости

***Таким образом, границы погрешности зависят от вида распределения, объема выборки и выбранной доверительной вероятности.***

При обработке уже имеющихся результатов наблюдений произвольно отбрасывать отдельные результаты не следует, так как это может привести к фиктивному повышению точности результата измерений. Группа измерений (выборка) может содержать несколько грубых погрешностей и их исключение производят последовательно, по одному.

Все методы исключения грубых погрешностей (промахов) могут быть разделены на два основных типа:

- методы исключения при известном генеральном СКО;
- методы исключения при неизвестном генеральном СКО.

В первом случае  $\bar{X}$  и СКО вычисляют по результатам всей выборки, во втором случае из выборки перед вычислением удаляют подозрительные результаты.

После исключения промахов операции по определению оценок центра распределения и СКО результатов наблюдений и измерений необходимо повторить.

Поскольку на практике чаще встречаются измерения при неизвестном СКО (ограниченное число наблюдений), в учебнике рассмотрены следующие критерии проверки подозрительных (с точки зрения погрешностей) результатов наблюдений: Ирвина, Романовского, вариационного размаха, Диксона, Смирнова, Шовене.

Так как критериальные требования (коэффициенты), определяющие границу, за которой находятся грубые (в смысле погрешностей) результаты наблюдений у разных авторов различны, то проверку следует выполнять сразу по нескольким критериям. Окончательное заключение о принадлежности подозрительных результатов рассматриваемой совокупности наблюдений следует делать по большинству критериев.

Рассмотрим методику оценки наличия грубой погрешности в результатах наблюдений при неизвестном СКО для всей генеральной совокупности и неизвестном математическом ожидании результата измерения.

Предположим, что систематические погрешности исключены из результатов наблюдений, а плотность распределения вероятностей случайных погрешностей имеет симметричный характер. В этом случае обработку результатов измерений выполняют в следующем порядке:

1. Вычисляют среднее арифметическое значение результатов  $n$  наблюдений, которое принимают за результат измерения.
2. Вычисляют оценку СКО результатов наблюдений по формуле (2.60).
3. Если количество наблюдений превышает 15, проверяют гипотезу о том, что результаты наблюдений принадлежат нормальному распределению в соответствии с требованиями ГОСТ 11.006–74 (если количество наблюдений не менее 50) или ГОСТ 8.207–76 (в остальных случаях). Если гипотеза не подтверждается, нужно найти эмпирическое распределение результатов наблюдений и подобрать для него подходящую аппроксимацию.
4. Проверяют ряд результатов наблюдений на наличие грубых погрешностей. В случае обнаружения грубой погрешности значение, содержащее грубую погрешность, исключают из ряда наблюдений, и вычисления по пунктам 1–4 повторяют для ряда из  $n - 1$  наблюдений.
5. Затем для максимального (по модулю) случайного отклонения  $v_{\max}$  вычисляют отношение

$$v_i = \frac{|x_i - \bar{X}|_{\max}}{S_X}, \quad (2.67)$$

где  $i$  – номер результата, содержащего максимальную погрешность.

6. Результат сравнивают со значением  $v_{\text{доп}}$ , взятым из таблицы распределений Смирнова для данного числа наблюдений  $n$  и уровня значимости  $\alpha$ .

Если  $v_i \geq v_{\text{доп}}$ , то результат  $x_i$  содержит грубую погрешность и должен быть исключен из ряда результатов наблюдений. Если же  $v_i < v_{\text{доп}}$ , то  $i$ -й результат наблюдения получен в тех же условиях, что и остальная в группе наблюдений, и принадлежит к той же генеральной совокупности, но вероятность его появления мала. Исключать такой результат из ряда наблюдений нельзя – это приводит к искажению статистических оценок характеристик измеряемой величины.

### 2.2.11. Критерий Романовского

Конкурирующая гипотеза о наличии грубых погрешностей в подозрительных результатах подтверждается, если выполняется неравенство

$$x_i - \bar{X} \geq t_p S, \quad (2.68)$$

где  $t_p$  – квантиль распределения Стьюдента при заданной доверительной вероятности с числом степеней свободы  $k = n - k_n$  ( $k_n$  – число подозрительных результатов наблюдений). Фрагмент квантилей для распределения Стьюдента представлен в табл. 2.3.

Таблица 2.3

Критерий Стьюдента  $t_p$  (квантили Стьюдента)

Доверительная вероятность $P$	Число степеней свободы $k$													
	3	4	5	6	8	10	12	18	22	30	40	60	120	$\infty$
0,90	2,35	2,13	2,01	1,94	1,86	1,81	1,78	1,73	1,72	1,70	1,68	1,67	1,66	1,64
0,95	3,18	2,78	2,57	2,45	2,31	2,23	2,18	2,10	2,07	2,04	2,02	2,00	1,98	1,96
0,99	5,84	4,60	4,03	3,71	3,36	3,17	3,06	2,98	2,82	2,75	2,70	2,86	2,62	2,58

Точечные оценки распределения  $\bar{X}$  и СКО  $S$  результатов наблюдений вычисляется без учета  $k_n$  подозрительных результатов наблюдений.

### 2.2.12. Статистическая обработка результатов многократных измерений

Предлагаемая здесь методика статистической обработки результатов прямых наблюдений применима только для случая равноточных (равно рассеянных) результатов. Результаты наблюдений принадлежат нормальному закону распределения.

Предположим, что систематические погрешности исключены из результатов наблюдений, а плотность распределения вероятностей случай-

ных погрешностей имеет симметричный характер. Рассмотрим последовательность операций, выполняемых при обработке результатов измерений, для этого случая.

На первом этапе выполняют обнаружение и исключение промахов по методике, изложенной в подпараграфе 2.2.10.

Далее вычисляют СКО среднего арифметического по формуле (2.28).

Для конкретного закона распределения результатов наблюдений вычисляют доверительные границы случайной погрешности:

$$\overset{\circ}{\Delta}_{\bar{x}} = k \cdot S_{\bar{x}}, \quad (2.69)$$

где  $k = \begin{cases} t_p = f(P_d) & \text{определяется по таблице Лапласа при } n > 30; \\ t_S = f(P_d, n) & \text{определяется по таблице Стьюдента при } 2 \leq n < 30; \end{cases}$

$P_d$  – доверительная вероятность.

Результат измерения записывают в виде

$$X = \bar{X} \pm \overset{\circ}{\Delta}_{\bar{x}}; P \dots, \quad (2.70)$$

где  $\overset{\circ}{\Delta}_{\bar{x}}$  – доверительная погрешность результата измерения;

$P$  – доверительная вероятность.

### 2.2.13. Обработка неравноточных измерений

По степени точности измерения делятся на равноточные и неравноточные. Если в процессе проведения измерительного эксперимента могли использоваться различное оборудование (средства измерений, испытаний, контроля и др.), измерения выполняли различные операторы, имела место калибровка оборудования, изменялись параметры окружающей среды (температура, влажность, загрязнение воздуха и т. д), а также измерения выполнялись в разное время (большой интервал времени между измерениями), необходимо убедиться, что измерения являются равноточными.

Другими словами, если отсутствуют сведения о равноточности измерений, то необходимо всю представленную совокупность наблюдений разбить на группы (серии), в пределах которых они являются равноточными.

Поскольку совместная обработка результатов серий возможна при условии, что их значения однородны, то оценка выполняется с использованием методов математической статистики. Определение «однородные» в статистике означает «являющиеся оценкой одного и того же параметра».

Группы наблюдений при измерениях (серии) называются однородными, если состоят из значений, подчиняющихся одному и тому же закону распределения вероятности. В противном случае серии считаются неоднородными.

родными. Проверка однородности является обязательной при выборе способа совместной обработки результатов нескольких серий измерений.

При такой проверке сравниваются между собой средние арифметические значения серии, дисперсии и рассчитывается доверительный интервал оценок СКО.

### **2.2.13.1. Проверка гипотезы о неравноточности результатов наблюдений**

Ряды результатов наблюдений  $\bar{X}_j$  принимаются *неравнорассеянными* (*неравноточными*), если их центры распределений  $\bar{X}_{jц.р}$  являются оценками одного и того же значения измеряемой величины, а оценки их дисперсий  $S_{\bar{X}_j}^2$  незначительно отличаются друг от друга.

Правомочность принятия решения о принадлежности рядов к неравноточным проверяется с помощью дисперсионного анализа. При этом определяемые центры распределений  $\bar{X}_{jц.р}$ , СКО  $S_{\bar{X}_j}^2$ , являющиеся оценками числовых характеристик распределений отдельных рядов, имеют различия, которые называются случайными факторами. К такого рода случайным влияющим факторам, по которым производится объединение результатов наблюдений по группам (сериям), относятся, как было указано ранее, внешние условия (температура, давление, влажность и т. д.), временная последовательность проведения измерений и т. п.

В метрологической практике необходимость сравнения дисперсий возникает, если требуется сравнить точность приборов, самих методов измерений и т. д. Очевидно, предпочтительнее тот прибор и метод, который обеспечивает наименьшее рассеяние результатов измерений, т. е. наименьшую дисперсию.

Поскольку на измерительную процедуру действует большое количество факторов, обуславливающих появление как положительных, так и отрицательных отклонений (погрешностей), то примем в качестве закона распределения результатов наблюдений нормальный. Тогда, как известно, центром распределения закона будет выборочное среднее арифметическое значение полученных результатов.

### **2.2.13.2. Анализ однородности средних арифметических значений**

Если средние арифметические  $\bar{X}_{jц.р}$  рядов значительно отличаются друг от друга, то это указывает на появление при измерениях в одном из рядов доминирующего фактора или группы факторов, смещающих центр распределения, т. е. появление систематической погрешности.

Для сравнения проводят две серии опытов при оптимальных для каждого процесса условиях и по полученным результатам рассчитывают среднее арифметическое в каждой серии  $\bar{X}_I$  и  $\bar{X}_{II}$  по известной формуле.

Гипотеза о равенстве математических ожиданий двух рядов наблюдений или допустимом различии их оценок проверяется с помощью критерия Стьюдента.

Для этого дисперсии  $S_{\bar{X}_I}^2$  и  $S_{\bar{X}_{II}}^2$  должны быть однородными, что проверяется по критерию Кочрена или Фишера (методика проверки будет приведена далее). Затем рассчитывают СКО для разности двух средних значений из  $n_I$  и  $n_{II}$  измерений:

$$\bar{S}^2 = \bar{S}_{\bar{X}_I - \bar{X}_{II}}^2 = \frac{S_{Ik_I}^2 + S_{IIk_{II}}^2}{k_I + k_{II}} \quad (2.71)$$

со следующим числом степеней свободы:

$$k = k_I + k_{II} = n_I + n_{II} - 2. \quad (2.72)$$

Разность  $\bar{X}_I - \bar{X}_{II}$  является случайной величиной и при обычно имеющемся малом числе измерений следует  $t$ -распределению. Для сравнения двух средних арифметических используют критерий Стьюдента:

$$t_p = \frac{[\bar{X}_I - \bar{X}_{II}]}{\sqrt{\bar{S}^2 \cdot \frac{n_I \cdot n_{II}}{n_I + n_{II}}}}. \quad (2.73)$$

По табл. 2.3, в зависимости от принятой доверительной вероятности  $P$  (уровня значимости  $\alpha$ ) и числа степеней свободы  $k = n_I + n_{II} - 2$ , находят  $t(P, k)$ .

Если наблюдаемое значение критерия Стьюдента оказалось не больше критического, то нет основания отвергнуть выдвинутую ранее гипотезу о допустимом различии оценок средних арифметических.

Другими словами: если  $t_p \leq t(P, \alpha)$ , то  $\bar{X}_I = \bar{X}_{II} = \bar{X}$ , т. е. средние арифметические однородны.

Если  $t_p \geq t(P, \alpha)$ , то различие между средними арифметическими признается значимым, т. е. об измерениях говорят, что они не сходятся или не воспроизводятся.

### 2.2.13.3. Проверка однородности дисперсий

Если число наблюдений в сериях одинаково, то однородность оценок дисперсий можно проанализировать при помощи критерия Кочрена  $G$  (ис-

пользование этого критерия предпочтительнее, так как его распределение найдено точно). Нулевая гипотеза, состоящая в том, что дисперсии нормально распределенных совокупностей равны между собой, подтверждаются, если наблюдаемое значение критерия меньше критической точки, т. е.  $G < G_{кр}$ .

В этом случае вычисляют отношение максимальной оценки дисперсии к сумме оценок всех дисперсий

$$G = \frac{[S_{(x)}^2]}{\sum_{i=1}^n S_{(x_i)}^2} \quad (2.74)$$

и сравнивают это отношение с критическим значением критерия Кочрена  $G_{кр}$ .

Следует подчеркнуть, что речь идет об исправленных дисперсиях, т. е. вычисленных после исключения грубых и систематических погрешностей.

Распределение случайной величины  $G$  зависит только от числа степеней свободы  $k$  и количества выборок  $l$ .

Если  $G < G_{кр}$ , то оценки однородны.  $G_{кр}$  находят по табл. 2.4, 2.5 в зависимости от числа степеней свободы  $k$  числителя числа сравниваемых дисперсий  $N$  (количество выборки  $l$ ) и принятого уровня значимости  $q$ .

Если число повторений (число наблюдений) в сериях различно, однородность дисперсий можно проанализировать с помощью критерия Фишера – Снедекора  $F_T$ .

Таблица 2.4

Значение коэффициентов  $a_{k-i} + 1$

$i$	$k$						
	3	4	5	6	7	8	9
1	0,7071	0,6872	0,6646	0,6431	0,6233	0,6052	0,5888
2		0,1677	0,2413	0,2806	0,3031	0,3164	0,3244
3				0,0875	0,1401	0,1743	0,1976
4						0,0561	0,0947
$i$	$k$						
	10	11	12	13	14	15	16
1	0,5739	0,5601	0,5475	0,5359	0,5251	0,5150	0,5056
2	0,3291	0,3315	0,3325	0,3325	0,3318	0,3306	0,3290
3	0,2141	0,2260	0,2347	0,2412	0,2460	0,2495	0,2521
4	0,1224	0,1429	0,1586	0,1707	0,1802	0,1878	0,1939
5	0,0399	0,0695	0,0922	0,1099	0,0727	0,1353	0,1447
6			0,0303	0,0539	0,1240	0,0880	0,1005
7					0,0240	0,0433	0,0593
8							0,0196

Таблица 2.5

Критические значения  $W$ -критерия

$k$	Уровень значимости $q$		
	0,01	0,02	0.05
3	0,753	0,756	0,767
4	0,687	0,707	0,748
5	0,686	0,715	0,762
6	0,713 0	0,743	0,788
7	0,730	0,760	0,803
8	0,749	0,778	0,818
9	0,764	0,791	0,829
10	0,781	0,806	0,842
11	0,792	0,817	0,850
12	0,805	0,828	0,859
13	0,814	0,837	0,866
14	0,825	0,846	0,874
15	0,835	0,855	0,881
16	0,844	0,863	0,887

Таблица 2.6

Критерий Фишера – Снедекора для различных уровней значимости

$k_2$	$F_q$ при $k_1$									
	1	2	3	4	5	6	8	12	16	$\infty$
$q = 0,05$										
2	18,51	19,00	19,16	19,25	19,30	19,33	19,37	19,41	19,43	19,50
4	7,71	6,94	6,59	6,39	6,26	6,16	6,04	5,91	5,84	5,63
6	5,99	5,14	4,76	4,53	4,39	4,28	4,15	4,00	3,92	3,67
8	5,32	4,46	4,07	3,84	3,69	3,58	3,44	3,28	3,20	2,93
10	4,96	4,10	3,71	3,48	3,33	3,22	3,07	2,91	2,82	2,54
12	4,75	3,88	3,49	3,26	3,11	3,00	2,85	2,69	2,60	2,30
14	4,60	3,74	3,34	3,11	2,96	2,85	2,70	2,53	2,44	2,13
16	4,49	3,63	3,24	3,01	2,85	2,74	2,59	2,42	2,33	2,01
18	4,41	3,55	3,16	2,93	2,66	2,77	2,51	2,34	2,25	1,92
20	4,35	3,49	3,10	2,87	2,71	2,60	2,45	2,28	2,18	1,64
30	4,17	3,32	2,92	2,69	2,53	2,42	2,27	2,09	1,99	1,62
$\infty$	3,84	2,99	2,60	2,37	2,21	2,09	1,94	1,75	1,64	1,00
$q = 0,01$										
2	98,49	99,00	99,17	99,25	99,30	99,33	99,36	99,42	99,44	99,50
4	21,20	18,00	16,69	15,98	15,52	15,21	14,80	14,37	14,15	13,46
6	13,74	10,92	9,78	9,15	8,75	8,47	8,10	7,72	7,52	6,88
8	11,26	8,65	7,59	7,01	6,63	6,37	6,03	5,67	5,48	4,86
10	10,04	7,56	6,55	5,99	5,64	5,39	5,06	4,71	4,52	3,91
12	9,33	6,93	5,95	5,41	5,06	4,82	4,50	4,16	3,98	3,36
14	8,86	6,51	5,56	5,03	4,69	4,46	4,14	3,80	3,62	3,00
16	8,53	6,23	5,29	4,77	4,44	4,20	3,89	3,55	3,37	2,75
18	8,28	6,01	5,09	4,58	4,25	4,01	3,71	3,37	3,20	2,57



$k_2$	$F_q$ при $k_1$									
	1	2	3	4	5	6	8	12	16	$\infty$
$q = 0,01$										
20	8,10	5,85	4,94	4,43	4,10	3,87	3,56	3,23	3,05	2,42
30	7,56	5,39	4,51	4,02	3,70	3,47	3,17	2,84	2,66	2,01
$\infty$	6,64	4,60	3,78	3,32	3,02	2,80	2,51	2,18	1,99	1,00

Примечание. В таблице обозначено:  $k_1$  – число степеней свободы большей дисперсии;  $k_2$  – число степеней свободы меньшей дисперсии.

Для этого из всех  $N$  оценок дисперсий выбирают две – максимальную и минимальную. Если окажется, что различие между ними незначимо, то тем более незначимо и различие между остальными дисперсиями. С этой целью вычисляют отношение

$$G = \frac{[S^2(X)]_{\max}}{[S^2(X)]_{\min}}. \quad (2.75)$$

Если  $F < F_T$ , то все оценки дисперсий однородны. Значение  $F_T$  дано в табл. 2.6 в зависимости от принятого уровня значимости  $\alpha$  ( $q$ ) и числа степеней свободы  $k_1$  и  $k_{II}$  соответственно для  $[S^2(X)]_{\max}$  и  $[S^2(X)]_{\min}$ .

Недостаток этого метода состоит в том, что информация, которую содержат остальные дисперсии, кроме наименьшей и наибольшей, не учитывается.

Гипотеза в этом случае принимается, если выполняется условие

$$\frac{S_I^2}{S_{II}^2} \leq F_{q/2}, k_I, k_{II}, \quad (2.76)$$

где  $S_I > S_{II}$ ;  $F_{q/2}$ ,  $k_I$ ,  $k_{II}$  – квантиль распределения Фишера при уровне значимости  $\alpha/2$  и числе степеней свободы  $k_I = n_I - 1$ ,  $k_{II} = n_{II} - 1$  ( $n_I$ ,  $n_{II}$  – объемы выборки).

Уровень значимости рекомендуется назначать в диапазоне  $\alpha = 0,01 \dots 0,1$ .

Если дисперсии  $S_{(\bar{x}_i)}^2$  двух рядов наблюдений значимо отличаются друг от друга, то степень доверия к результатам измерений различна. Степень доверия выражается весом  $P_j$ . Веса могут устанавливаться субъективно на основании мнения экспериментатора или объективно – по числу наблюдений в рядах, чувствительности средств или методов измерений. Например, при сравнении результатов измерений рядов, содержащих число наблюдений  $n_j$ , результату каждого ряда присваивается вес согласно формуле

$$P = n_j / c. \quad (2.77)$$

где  $c$  – постоянная величина.

Анализ формулы показывает, что бóльшую степень доверия имеет результат ряда с бóльшим объёмом выборки. На основании теории вероятности и математической статистики критерием веса наблюдений является величина, обратная дисперсиям распределений или их оценкам:

$$P_j = \frac{c}{S_{\bar{x}_i}^2}. \quad (2.78)$$

Обычно числитель в формуле (2.78) выбирается таким, чтобы частное от деления было небольшим и удобным для последующих расчетов.

#### 2.2.13.4. Определение доверительного интервала оценок среднеквадратичного отклонения

Изменчивость результатов измерений характеризует коэффициент вариации, который определяется по следующей формуле:

$$K_v = S(X) / \bar{X}. \quad (2.79)$$

Чем выше  $K_v$ , тем больше изменчивость измерений относительно средних значений. Коэффициент вариации оценивает разброс при оценке нескольких выборок и используется для сравнения точности той или иной серии (группы) измерений.

Таблица 2.7

Значения коэффициентов  $Z_1^2, Z_{II}^2$ , определяющих величину доверительного интервала оценки дисперсии

Число степеней свободы	Уровень значимости $q$			
	0,05		0,01	
	$Z_1^2$	$Z_2^2$	$Z_1^2$	$Z_2^2$
1	0,199	1018	0,127	25464
2	0,271	39,5	0,189	199
3	0,321	13,9	0,234	41,8
4	0,359	8,26	0,269	19,3
5	0,390	6,02	0,299	12,1
6	0,415	4,85	0,324	8,88
7	0,437	4,14	0,345	7,08
8	0,456	3,67	0,364	5,95
9	0,473	3,33	0,382	5,19
10	0,488	3,08	0,397	4,64
11	0,437	2,88	0,411	4,23
12	0,512	2,72	0,424	3,90

Число степеней свободы	Уровень значимости $q$			
	0,05		0,01	
	$Z_1^2$	$Z_2^2$	$Z_1^2$	$Z_2^2$
13	0,526	2,60	0,436	3,65
14	0,536	2,49	0,447	3,44
15	0,546	2,40	0,457	3,26
16	0,555	2,32	0,467	3,11
17	0,563	2,25	0,476	2,98

Для получения возможно более точной оценки дисперсии нужно провести опыт с возможно бóльшим числом наблюдений.

При конечном числе степеней свободы полученная оценка дисперсий является смещенной и доверительный интервал оценки не будет симметричен относительно нее:

$$S^2(X_I) \cdot Z_I^2 < \sigma < S^2(X) \cdot Z_{II}^2, \quad (2.80)$$

где  $\sigma$  – истинное значение СКО;

$Z_I^2, Z_{II}^2$  – коэффициенты из табл. 2.7 в зависимости от уровня значимости  $q$  и числа степеней свободы  $k$  при оценке дисперсии  $S^2(x_i)$ ;  $Z_I > Z_{II}$ .

#### 2.2.14. Определение законов распределения. Критерии согласия

Проверка гипотезы о предполагаемом законе неизвестного распределения производится так же, как проверка гипотезы о параметрах распределения, т. е. при помощи специально подобранной случайной величины – критерия согласия.

**Критерием согласия называют критерий проверки гипотезы о предполагаемом законе неизвестного распределения.**

Среди наиболее известных критериев следует отметить критерий Пирсона  $\chi^2$ , критерий Колмогорова, составной критерий  $\bar{d}$ , критерий Мизеса – Смирнова  $\omega^2$ .

##### 2.2.14.1. Критерий Пирсона

Критерий Пирсона отвечает на вопрос случайно (незначимо) или неслучайно (значимо) расхождение эмпирических и теоретических частот попаданий в заданный интервал. Случайность может быть объяснима либо малым числом наблюдений, либо способом их группировки, либо другими причинами. Однако возможно это расхождение неслучайно и объясняется тем, что теоретические частоты вычислены исходя из неверной гипотезы

о нормальном распределении генеральной совокупности. Правда, как и любой другой критерий, он не доказывает справедливость гипотезы, а лишь устанавливает на принятом уровне значимости ее согласие или несогласие с данными наблюдений.

В качестве критерия проверки нулевой гипотезы («генеральная совокупность распределена нормально») принимается случайная величина, определяемая по формуле

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^S \frac{(n_i - n'_i)^2}{n'_i}, \quad (2.81)$$

где  $n_i$  – эмпирические частоты в некоторой выборке (серии результатов измерений);

$n'_i$  – теоретические частоты, вычисленные в предположении нормально-распределенной генеральной совокупности.

Для непрерывной случайной величины (какой может быть результат измерения) проверку принадлежности нормальному распределению по критерию Пирсона проводят, используя формулу

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^k \frac{(m_i - n \cdot p_i)^2}{n \cdot p_i}, \quad (2.82)$$

где  $m_i$  – эмпирическая частота попадания исправленных результатов наблюдений в  $i$ -й интервал;

$n \cdot p_i$  – теоретическая (выравнивающая) частота попадания исправленных результатов наблюдений в этот же интервал;

$p_i$  – вероятность попадания  $X$  в  $i$ -й частичный интервал, вычисленная при допущении, что  $X$  имеет предполагаемое распределение.

Таким образом, выравнивающие частоты непрерывного распределения находят по равенству  $n'_i = n \dots p_i$ .

В частности, есть основания предположить, что если непрерывные случайные величины принадлежат нормально распределенной генеральной совокупности, то выравнивающие частоты могут быть найдены по формуле:

$$n'_i = \frac{n \cdot h}{S} \cdot \varphi(U_i), \quad (2.83)$$

где  $n$  – число испытаний (серия наблюдений при измерениях);

$h$  – длина частичного интервала;

$S$  – выборочное СКО (оценка СКО);

$$U_i = \frac{x_i - \bar{X}}{S} \text{ – середина } i\text{-го частичного интервала.} \quad (2.84)$$

Таблица 2.8

Значения функции нормированного  
нормального распределения

<i>t</i>	0,00	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09	<i>t</i>
0,0	0,3989	3989	3989	3988	3986	3984	3982	3980	3977	3973	0,0
0,1	3970	3965	3961	3956	3951	3945	3939	3932	3925	3918	0,1
0,2	3910	3902	3894	3885	3876	3867	3857	3847	3836	3825	0,2
0,3	3814	3802	3790	3778	3765	3752	3739	3726	3712	3697	0,3
0,4	3683	3668	3653	3637	3621	3605	3589	3572	3555	3538	0,4
0,5	3521	3503	3485	3467	3448	3429	3410	3391	3372	3352	0,5
0,6	3332	3312	3292	3271	3251	3230	3209	3187	3166	3144	0,6
0,7	3123	3101	3079	3056	3034	3011	2989	2966	2943	2920	0,7
0,8	2897	2874	2850	2827	2803	2780	2756	2732	2709	2685	0,8
0,9	2661	2637	2613	2589	2565	2541	2516	2492	2468	2444	0,9
1,0	0,242	2396	2371	2347	2323	2299	2275	2251	2227	2203	1,0
1,1	2179	2155	2131	2107	2083	2059	2036	2012	1989	1965	1,1
1,2	1942	1919	1895	1872	1849	1826	1804	1781	1758	1736	1,2
1,3	1714	1691	1669	1647	1626	1604	1582	1561	1539	1518	1,3
1,4	1497	1476	1456	1435	1415	1394	1374	1354	1334	1315	1,4
1,5	1295	1276	1257	1238	1219	1200	1182	1163	1145	1127	1,5
1,6	1109	1092	1074	1057	1040	1023	1006	0989	0973	0957	1,6
1,7	0940	0925	0909	0893	0878	0863	0848	0833	0818	0804	1,7
1,8	0790	0775	0761	0748	0734	0721	0707	0694	0681	0669	1,8
1,9	0656	0644	0632	0620	0608	0596	0584	0573	0562	0551	1,9
2,0	0540	0529	0519	0508	0498	0488	0478	0468	0459	0449	2,0
2,1	0440	0431	0422	0413	0404	0396	0388	0379	0371	0363	2,1
2,2	0355	0347	0339	0332	0325	0317	0310	0303	0297	0290	2,2
2,3	02^3	0277	0270	0264	0258	0252	0246	0241	0235	0229	2,3
2,4	0224	0219	0213	0208	0203	0198	0194	0189	0184	0180	2,4
2,5	0175	0171	0167	0163	0158	0154	0151	0147	0143	0139	2,5
2,6	0136	0132	0129	0126	0122	0119	0116	0113	0110	0107	2,6
2,7	0104	0101	0099	0096	0093	0091	0088	0086	0084	0081	2,7
2,8	0079	0077	0075	0073	0071	0069	0067	0065	0063	0061	2,8
2,9	0060	0056	0056	0055	0053	0051	0050	0048	0047	0046	2,9
3,0	0044	0043	0042	0040	0039	0038	0037	0036	0035	0034	3,0
3,1	0033	0032	0031	0030	0029	0028	0027	0026	0025	0025	3,1
3,2	0024	0023	0022	0022	0021	0020	0020	0019	0018	0018	3,2
3,3	0017	0017	0016	0016	0015	0015	0014	0014	0013	0013	3,3
3,4	0012	0012	0012	0011	0011	0010	0010	0010	0009	0009	3,4
3,5	0009	0008	0008	0008	0008	0007	0007	0007	0007	0006	3,5
3,6	0006	0006	0006	0005	0005	0005	0005	0005	0005	0004	3,6
3,7	0004	0004	0004	0004	0004	0004	0003	0003	0003	0003	3,7
3,8	0003	0003	0003	0003	0003	0002	0002	0002	0002	0002	3,8
3,9	0002	0002	0002	0002	0002	0002	0002	0002	0001	0001	3,9

Плотность общего нормального распределения  $f(x)$  и плотность нормированного распределения  $\varphi(U)$  связаны между собой следующей зависимостью:

$$f(x) = \frac{1}{S} \cdot \varphi(U). \quad (2.85)$$

В табл. 2.8 приведены значения дифференциальной функции нормированного нормального распределения:

$$P_{(t)} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{1}{2}t^2}, \quad t = \frac{|x_i - \bar{x}|}{\sigma}. \quad (2.86)$$

Таким образом, вероятность попадания результатов наблюдения в  $i$ -й интервал длиной  $h$  приближённо равна произведению длины интервала на значение плотности распределения  $f(x)$  в любой точке интервала и, в частности, при  $x = x_i$ , т. е.

$$P_i = h \cdot f(x_i) = h \cdot \frac{1}{S} \cdot \varphi(U)_i. \quad (2.87)$$

Число степеней свободы находят по равенству

$$k = S - 1 - r, \quad (2.88)$$

где  $S$  – число групп (частичных интервалов выборки);

$r$  – число параметров предполагаемого распределения, которые оценены по данным выборки.

В случае нормального распределения  $r = 2$  (математического ожидания и СКО), тогда  $k = S - 3$ .

При определении меры расхождения Пирсона исходные данные группируются как при построении гистограммы.

Однако рекомендуется, чтобы каждая группа содержала не менее 5–8 частот (вариант); малочисленные группы следует объединять в одну, суммируя эмпирические частоты.

Полученная мера расхождения сравнивается с табличной, определенной по табл. 2.9.

Для этого задаются уровнем значимости  $\alpha = 1 - p$  (рекомендуется выбирать  $\alpha = (0,1 \div 0,02)$ ), а число степеней свободы  $k = r - 3$ . Гипотеза о принадлежности эмпирического распределения подтверждается, если выполняется условие

$$\chi_{k, \frac{1}{2} \cdot q}^2 \leq \chi^2 \leq \chi_{k, 1 - \frac{1}{2} \cdot q}^2. \quad (2.89)$$

Таблица 2.9

Значения  $\chi^2_{\alpha}$ , удовлетворяющие условию  $P(\chi^2 > \chi^2_{\alpha}) = \alpha$ 

$r$	$P$													
	0,99	0,98	0,95	0,90	0,80	0,70	0,50	0,30	0,20	0,10	0,05	0,02	0,01	0,001
1	0,000	0,001	0,004	0,016	0,064	0,148	0,455	1,074	1,642	2,71	3,84	5,41	6,64	10,83
2	0,020	0,040	0,103	0,211	0,446	0,713	1,386	2,41	3,22	4,60	5,99	7,82	9,21	13,82
3	0,115	0,185	0,352	0,584	1,005	1,424	3,66	4,64	2,37	6,25	7,82	9,84	11,34	16,27
4	0,297	0,429	0,711	1,064	1,649	2,20	3,36	4,88	5,99	7,78	9,49	11,67	13,28	18,46
5	0,554	0,752	1,145	1,610	2,34	3,00	4,35	6,06	7,29	9,24	11,07	13,39	15,09	20,5
6	0,872	1,134	1,645	2,20	3,07	3,83	5,35	7,23	8,56	10,64	12,59	15,03	16,81	22,5
7	1,239	1,564	2,17	2,83	3,82	4,67	6,35	8,38	9,80	12,02	14,07	16,62	18,48	24,3
8	1,646	2,03	2,73	3,49	4,59	5,53	7,34	9,52	11,03	13,36	15,51	18,17	20,1	26,1
9	2,09	2,53	3,32	4,17	5,38	6,39	8,34	10,66	12,24	14,68	16,92	19,68	21,7	27,9
10	2,56	3,06	3,94	4,86	6,18	7,27	9,34	11,78	13,44	15,99	18,31	21,2	23,2	29,6
11	3,05	3,61	4,58	5,58	6,99	8,15	10,34	12,90	14,63	17,28	19,68	22,6	24,7	31,3
12	3,57	4,18	5,23	6,30	7,81	9,03	11,34	14,01	15,81	18,55	21,0	24,1	26,2	32,9
13	4,11	4,76	5,89	7,04	8,63	9,93	12,34	15,12	16,98	19,81	22,4	25,5	27,7	34,6
14	4,66	5,37	6,57	7,79	9,47	10,82	13,34	16,22	18,15	21,1	23,7	26,9	29,1	36,1
15	5,23	5,98	7,25	8,55	10,31	11,72	14,34	17,32	19,31	22,3	25,0	28,3	30,6	37,7
16	5,81	6,61	7,96	9,31	11,15	12,62	15,34	18,42	20,5	23,5	26,3	29,6	32,0	39,3
17	6,41	7,26	8,67	10,08	12,00	13,53	16,34	19,51	21,6	24,8	27,6	31,0	33,4	40,8
18	7,02	7,91	9,39	10,86	12,86	14,44	17,34	20,6	22,8	26,0	28,9	32,3	34,8	42,3
19	7,63	8,57	10,11	11,65	13,72	15,35	18,34	21,7	23,9	27,2	30,1	33,7	36,2	43,8
20	8,26	9,24	10,85	12,44	14,58	16,27	19,34	22,8	25,0	28,4	31,4	35,0	37,6	45,3

Следует отметить, что односторонний критерий более «жестко» отвергает нулевую гипотезу, чем двусторонний. Построим правостороннюю критическую область, исходя из требования, чтобы вероятность попадания критерия в область в предположении справедливости нулевой гипотезы была равна принятому уровню значимости  $\alpha$ :

$$P[\chi^2 > \chi_{\text{кр}}^2(q; k)] = q. \quad (2.90)$$

Таким образом, правосторонняя критическая область определяется неравенством  $\chi^2 > \chi_{\text{кр}}^2(q; k)$ , а область принятия нулевой гипотезы – неравенством  $\chi^2 < \chi_{\text{кр}}^2(q; k)$ .

Критерий  $\chi^2$  основан на группировке данных и не учитывает порядка отклонений частот эмпирического и теоретического распределений.

Поскольку возможны ошибки первого и второго рода, в особенности, если согласование теоретических и эмпирических частот «слишком хорошее», следует проявлять осторожность в окончательной оценке принадлежности к нормальному закону распределения. При этом рекомендуется или повторить измерительную процедуру (если установлена технико-экономическая целесообразность), или увеличить число наблюдений, либо воспользоваться другими критериями, чтобы вычислить асимметрию и эксцесс.

#### 2.2.14.2. Проверка нормальности распределения по составному критерию $\bar{d}$

При малых объемах выборки  $10 \leq n < 50$  для проверки согласия опытного распределения с нормальным применяется составной критерий  $\bar{d}$ .

Составной критерий  $\bar{d}$  рекомендован ГОСТ 8.207–76 «ГСИ. Прямые измерения с многократными наблюдениями. Методы обработки результатов наблюдений. Основные положения». При проверке задаются уровнем значимости  $q_I$  ( $\alpha_I$ ) (для критерия I) и  $q_{II}$  ( $\alpha_{II}$ ) (для критерия II). Уровень значимости составного критерия должен удовлетворять условию

$$q \leq q_I + q_{II} \quad (\alpha \leq \alpha_I + \alpha_{II}). \quad (2.91)$$

Гипотеза о согласованности опытного распределения с теоретическим нормальным проверяется следующим образом.

1. Проверяем выполнение критерия I. Для этого определяем значение  $\bar{d}$  по формуле

$$\bar{d} = \frac{1}{nS^*} \cdot \sum_{i=1}^n |x_i - \bar{X}_{\text{ц.п}}|, \quad (2.92)$$



где  $S^*$  ( $\sigma^*$ ) – смещенная оценка СКО результата наблюдений, найденная по формуле

$$S^* = \sqrt{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{X}_{ц.р})^2} . \quad (2.93)$$

Нулевая гипотеза о принадлежности эмпирического распределения нормальному справедлива, если выполняется условие

$$\bar{d}_{1-\frac{1}{2}q_1} < \bar{d} < \bar{d}_{\frac{1}{2}q_1} , \quad (2.94)$$

где  $\bar{d}_{1-\frac{1}{2}q_1}$ ,  $\bar{d}_{\frac{1}{2}q_1}$  – квантили распределения  $\bar{d}$ .

2. Выполняем проверку по критерию П. Гипотеза о нормальности распределения подтверждается, если не более  $m$  разностей  $|x_i - \bar{X}_{ц.р}|$  превзошли значения  $\frac{Z_p/2}{S}$ .

Несмещённая оценка СКО результата наблюдений определяется по известной формуле (2.47).

Верхнюю квантиль интегральной функции нормированного распределения Лапласа  $Z_p/2$ , отвечающую вероятности  $p/2$ , находят по табл. 2.10.

Таблица 2.10

Квантили  $Z_p/2$  интегральной функции Лапласа

$P$	0,9	0,95	0,96	0,97	0,98	0,99
$Z_p/2$	1,65	1,96	2,06	2,17	2,33	2,58

Таблица 2.11

Значения  $m$  и  $P$ , соответствующие различным  $n$  и  $q$

$n$	$m$	$P$ при уровне значимости $q$ , равном		
		0,01	0,02	0,05
10	1	0,98	0,98	0,96
11–14	1	0,99	0,98	0,97
15–20	1	0,99	0,99	0,98
21–22	2	0,98	0,97	0,96
23	2	0,98	0,98	0,97
23–27	2	0,98	0,98	0,97
28–32	2	0,99	0,98	0,97
33–35	2	0,99	0,98	0,98
36–49	2	0,99	0,99	0,98

Далее задаются уровнем значимости  $q_2$  и для известного  $n$  из табл. 2.11 находят значения  $P$  и  $m$ .

Результирующий уровень значимости составного критерия

$$q \leq q_1 + q_2. \quad (2.95)$$

Если окажется, что хотя бы один из критериев не выполняется, то считают, что распределение исследуемой совокупности результатов измерений не соответствует нормальному закону.

Таблица 2.12

Квантили распределения статистики  $d$ 

$n$	$d_{0,01}$	$d_{0,05}$	$d_{0,10}$	$d_{0,90}$	$d_{0,95}$	$d_{0,99}$
11	0,9359	0,9073	0,8899	0,7409	0,7153	0,6675
16	0,9137	0,8884	0,8733	0,7452	0,7236	0,6829
21	0,9001	0,8768	0,8631	0,7495	0,7304	0,6950
26	0,8901	0,8625	0,8570	0,7530	0,7360	0,7040
31	0,8827	0,8625	0,8511	0,7559	0,7404	0,7110
36	0,8769	0,8578	0,8468	0,7583	0,7440	0,7167
41	0,8722	0,8540	0,8436	0,7604	0,7470	0,7216
46	0,8682	0,8508	0,8409	0,7621	0,7496	0,7256
51	0,8648	0,8481	0,8385	0,7636	0,7518	0,7291

### 2.2.14.3. Критерий Колмогорова

В качестве меры расхождения теоретического и статистического распределений А.Н. Колмогоров предположил максимальное значение модуля разности статистической функции распределения  $F^*(x)$  и соответствующей теоретической функции распределения  $F(x)$ :

$$D = \max |F(x) - F^*(x)|. \quad (2.96)$$

На рис. 2.16 приведено значение  $D$ , определенное по графику функций  $F^*(x)$  и  $F(x)$ .

Основанием для выбора в качестве меры расхождения величины  $D$  является простота ее вычисления. Вместе с тем она имеет достаточно простой закон распределения. А.Н. Колмогоров доказал, что какова бы ни была  $F(x)$ , при неограниченном возрастании числа измерений  $n$  вероятность неравенства  $D\sqrt{n} \geq \lambda$  стремится к пределу:

$$P(\lambda) = 1 - \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} (-1)^k e^{-2k^2\lambda^2}. \quad (2.97)$$

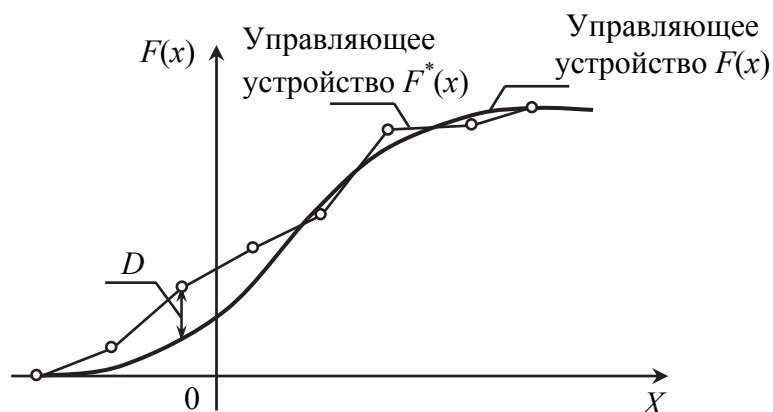


Рис. 2.16. К определению меры расхождения по критерию Колмогорова

Значения вероятности  $P(\lambda)$  приведены в табл. 2.13.

Таблица 2.13

Критериальные значения статистики А.Н. Колмогорова

$\lambda$	$P(\lambda)$	$\lambda$	$P(\lambda)$	$\lambda$	$P(\lambda)$
0,0	1,000	0,7	0,711	1,2	0,112
0,3	1,000	0,8	0,544	1,3	0,068
0,4	0,997	0,9	0,393	1,4	0,040
0,5	0,964	1,0	0,270		
0,6	0,864	1,1	0,178		

Критерий Колмогорова своей простотой выгодно отличается от рассмотренного ранее критерия Пирсона  $\chi^2$ , поэтому его весьма охотно применяют на практике.

Однако критерий Колмогорова можно использовать только в том случае, если гипотетическое распределение  $F(x)$  полностью известно заранее из каких-либо теоретических предпосылок, т. е. когда известен не только вид  $F(x)$ , но и входящие в неё числовые параметры. Такой случай сравнительно редко встречается на практике.

Обычно известен только вид закона распределения, а входящие в неё числовые параметры определяются по статистическому распределению. При использовании критерия  $\chi^2$  это обстоятельство учитывается соответствующим уменьшением числа степеней свободы  $S$ -распределения.

В критерии Колмогорова такого согласования не предусматривается.

Если все же применять критерий Колмогорова в тех случаях, когда параметры теоретического распределения выбираются по статистическим данным, критерий дает заведомо завышенные значения вероятности  $P(\lambda)$ , поэтому имеется риск принять как правдоподобную гипотезу, в действительности плохо согласующуюся с экспериментальными данными.

## 2.2.15. Погрешности косвенных измерений

### 2.2.15.1. Систематические погрешности косвенных измерений

Пусть измеряемая величина  $Y$  определяется выражением

$$Y = \varphi (A_1, A_2, \dots, A_k, \dots, A_m). \quad (2.98)$$

В результате прямых измерений найдены числовые значения аргументов  $A_1, A_2, \dots, A_m$  и их систематические погрешности  $\Delta_{sA_1}, \Delta_{sA_2}, \dots, \Delta_{sA_m}$ .

Предположим, что случайные погрешности при прямых измерениях аргументов отсутствуют или пренебрежимо малы.

Если аргументы  $A_1, A_2, \dots, A_m$  получают конечные, сравнительно малые приращения  $\Delta_{sA_1}, \Delta_{sA_2}, \dots, \Delta_{sA_m}$ , то измеряемая величина  $Y$  получит приращение  $\Delta_{sy}$ , т. е.

$$Y + \Delta_{sy} = \varphi (A_1 + \Delta_{sA_1}, A_2 + \Delta_{sA_2}, \dots, A_m + \Delta_{sA_m}). \quad (2.99)$$

Разложив правую часть данного выражения в ряд Тейлора и удержав производные первого порядка, получим

$$\begin{aligned} Y + \Delta_{sy} = & \varphi (A_1, A_2, \dots, A_m) + (\partial\varphi/\partial A_1) \Delta_{sA_1} + \\ & + (\partial\varphi/\partial A_2) \Delta_{sA_2} + \dots + (\partial\varphi/\partial A_m) \Delta_{sA_m} \end{aligned} \quad (2.100)$$

Тогда систематическую погрешность результата косвенного измерения вычисляют по формуле

$$\Delta_{sy} = \sum_{k=1}^m (\partial\varphi/\partial A_k) \Delta_{sA_k}. \quad (2.101)$$

Выражение применяется на практике, когда известны числовые значения и знаки систематических погрешностей аргументов.

Однако систематические погрешности, а следовательно, и поправки всегда известны с конечной точностью, поэтому в исправленном результате появляется специфическая составляющая – неисключённая систематическая погрешность, которая может ограничивать точность измерений, особенно при проведении измерений с многократными наблюдениями.

Если погрешность прибора нормируют её допустимым пределом, а случайная погрешность пренебрежимо мала, то такой прибор можно характеризовать неисключённой систематической погрешностью, предельное значение которой равно допустимому пределу инструментальной погрешности.

В этом случае граница неисключённой систематической погрешности результата косвенного измерения вычисляется по формуле

$$\Delta_{sy} = \sum_{k=1}^m \left| \left( \frac{\partial \varphi}{\partial A_k} \right) \Delta_{sAk} \right|. \quad (2.102)$$

Этот способ дает сильно завышенную оценку. Другой способ основан на предположении, что погрешности  $\Delta_{sAk}$  случайны, статически независимы и подчиняются равномерному закону с границами  $\pm \Delta_{sAk}$ . Для таких погрешностей СКО составляет  $\Delta_{sAk} / \sqrt{3}$ . СКО результата косвенных измерений:

$$\Delta = \sqrt{\sum_{k=1}^m \left( \frac{\partial \varphi}{\partial A_k} \right)^2 \Delta_{sAk}^2 / 3}. \quad (2.103)$$

Если число аргументов велико, то в силу центральной предельной теоремы погрешность измерений  $Y$  можно считать распределенной по нормальному закону. Тогда границы погрешности при доверительной вероятности  $P_d = 0,95$ :

$$\Delta_{sy} = 1,96 \sqrt{\sum_{k=1}^m \left( \frac{\partial \varphi}{\partial A_k} \right)^2 \Delta_{sAk}^2 / 3} \approx 1,1 \sqrt{\sum_{k=1}^m \left( \frac{\partial \varphi}{\partial A_k} \right)^2 \Delta_{sAk}^2}; \quad (2.104)$$

при доверительной вероятности  $P_d = 0,99$ :

$$\Delta_{sy} = 2,42 \sqrt{\sum_{k=1}^m \left( \frac{\partial \varphi}{\partial A_k} \right)^2 \Delta_{sAk}^2 / 3} \approx 1,4 \sqrt{\sum_{k=1}^m \left( \frac{\partial \varphi}{\partial A_k} \right)^2 \Delta_{sAk}^2}. \quad (2.105)$$

Первый способ применяется при количестве аргументов меньше 4, второй – если количество аргументов больше или равно 4.

### 2.2.15.2. Систематические погрешности косвенных измерений

Вычисление погрешности косвенных измерений методом статистического моделирования базируется на использовании значений случайных величин с заданным распределением вероятностей (метод Монте-Карло). Сущность метода статистического моделирования состоит в построении алгоритма, имитирующего поведение измеряемой величины, и реализации этого алгоритма на ЭВМ. В результате статистического моделирования получается серия частных значений искомых величин косвенных измерений. Эти значения обрабатываются и классифицируются методами мате-

матической статистики, что позволяет получить сведения о погрешности косвенных измерений. Если количество реализаций  $N$  достаточно велико, то результаты моделирования приобретают статистическую устойчивость и могут быть приняты в качестве оценок искомым погрешностей.

Теоретической основой метода статистического моделирования являются предельные теоремы теории вероятностей. Принципиальное значение предельных теорем состоит в том, что они гарантируют высокое качество статистических оценок погрешности косвенных измерений при весьма большом числе реализаций. Практически приемлемые количественные оценки погрешностей могут быть получены уже при сравнительно небольших значениях  $N$ .

Предположим, что требуется вычислить неизвестную величину  $m$ . Это может быть, например, математическое ожидание некоторой случайной величины  $\xi$ , т. е.  $M(\xi) = m$ . Пусть при этом среднее СКО случайной величины  $\xi$  равно  $\sigma$ .

Рассмотрим  $N$  независимых случайных величин  $\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_N$ , распределения которых совпадают с распределением  $\xi$ . Если  $N$  достаточно велико, то, согласно центральной предельной теореме, распределение величины  $\bar{\xi} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \xi_i$  будет приблизительно нормальным с параметрами  $m$  и  $\frac{\sigma}{\sqrt{N}}$ .

При этом имеет место приближённое равенство

$$P\left(\left|\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \xi_j - m\right| < \varepsilon\right) \approx 2\Phi_0\left(\frac{\varepsilon\sqrt{N}}{\sigma}\right), \quad (2.106)$$

где  $\Phi_0$  – функция Лапласа.

Это чрезвычайно важное для метода Монте-Карло соотношение. Оно даёт метод расчёта  $m$  и оценку погрешности. В самом деле, из выражения (2.106) видно, что среднее арифметическое значение случайной величины  $\xi$  будет приближённо равно  $m$ . С большой вероятностью ошибка такого приближения не превосходит величины  $\frac{3\sigma}{\sqrt{N}}$ . Очевидно, эта ошибка стремится к нулю при увеличении  $N$ . Уже при числе реализаций  $N \geq 20$  это равенство даёт хорошее приближение.

Если доверительная вероятность  $P = 2\Phi_0\left(\frac{\varepsilon\sqrt{N}}{\sigma}\right)$ , то для обеспечения точности  $\varepsilon$  количество реализаций должно быть равно величине  $N = \left(\frac{\sigma}{\varepsilon} \Phi_0^{-1}\left(\frac{P}{2}\right)\right)^2$ . Например, при  $P = 0,99$  имеем  $N = \left(\frac{2,6\sigma}{\varepsilon}\right)^2$ . Конечно,  $N$

зависит от СКО случайной величины  $\xi$ , которое иногда заменяется соответствующим выборочным значением.

В общем случае при косвенном измерении  $Y = \varphi (A_1, A_2, \dots, A_n, \dots, A_m)$  величина  $Y$  рассматривается как функция  $m$  случайных аргументов, определяемых на основании результатов прямых измерений. Результаты прямых измерений аргументов  $A_1, A_2, \dots, A_m$ , содержащие случайные погрешности, являются случайными величинами. Это обстоятельство позволяет на основе теории вероятностей находить оценки результата косвенного измерения и его показателей точности по оценкам результатов прямых измерений аргументов и их показателям точности.

Рассмотрим методику оценивания случайной погрешности результата косвенного измерения.

Пусть проведено  $n$  наблюдений всех аргументов и получено  $n$  групп наблюдений:

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1i} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2i} & \dots & a_{2n} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ a_{m1} & a_{m2} & \dots & a_{mi} & \dots & a_{mn} \end{pmatrix}. \quad (2.107)$$

Выражение (2.107) называют матрицей наблюдений (данных).

В результате обработки матрицы наблюдений (2.107) вычисляют:

- средние арифметические значения каждого аргумента:

$$\bar{A}_1, \bar{A}_2, \dots, \bar{A}_i, \dots, \bar{A}_m, \quad (2.108)$$

где  $\bar{A}_i = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n a_{ik}$ ;

- средние квадратические отклонения результатов наблюдений каждого аргумента:

$$S_{A1}, S_{A2}, \dots, S_{Ak}, \dots, S_{Am} \quad (2.109)$$

где  $S_{Ai} = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{k=1}^n (A_{ik} - \bar{A}_i)^2}$ ;

- средние квадратические отклонения результатов прямых измерений аргументов:

$$S_{A1}^-, S_{A2}^-, \dots, S_{Ai}^-, \dots, S_{Am}^- \quad (2.110)$$

где  $S_{Ai}^- = \frac{S_{Ai}}{\sqrt{n}}$ ;

- в качестве оценки результата косвенного измерения принимают значение

$$\bar{Y} = \varphi(\bar{A}_1, \bar{A}_2, \dots, \bar{A}_i, \dots, \bar{A}_m). \quad (2.111)$$

Для случая зависимых случайных погрешностей аргументов оценка СКО результата косвенного измерения определяется формулой (2.110), а для случая независимых случайных погрешностей аргументов (коэффициент корреляции равен нулю) формула (2.110) упрощается:

$$S_{\bar{Y}}^2 = \sum_{i=1}^m \left( \frac{\partial \varphi}{\partial A_i} \right)^2 S_{A_i}^2. \quad (2.112)$$

Зная оценку  $S_{\bar{Y}}$ , можно оценить доверительную погрешность результата косвенных измерений:

$$\Delta_Y = t S_{\bar{Y}}, \quad (2.113)$$

где  $t$  – коэффициент, определяемый принятой доверительной вероятностью  $P$  и законом распределения результата косвенного измерения  $Y$ .

Закон распределения результата косвенного измерения  $Y$  можно считать нормальным, если результаты наблюдений принадлежат нормальному распределению или средние арифметические значения аргументов  $\bar{A}_1, \bar{A}_2, \dots, \bar{A}_i, \dots, \bar{A}_m$  получены путем обработки достаточно большого числа наблюдений ( $n > 30$ ). В этом случае коэффициент  $t$  выбирают по таблице Лапласа при заданной доверительной вероятности. Если же  $n \leq 30$ , то в качестве коэффициента  $t$  используется  $t_s$ , определяемый из таблицы табулированных значений распределения Стьюдента (см. табл. 2.3, с. 106).

### 2.2.15.3. Суммирование составляющих погрешности измерения

Суммирование погрешностей применяется при решении следующих задач:

- оценивании погрешности измерительной установки на основе погрешностей средств измерений, входящих в её состав;
- определении результирующей погрешности, обусловленной комплексным воздействием нескольких влияющих величин;
- оценивании погрешности косвенного измерения;
- вычислении пределов допускаемых погрешностей средств измерений;
- нахождении суммарной погрешности по известным значениям систематической и случайной составляющих погрешностей.



При суммировании погрешностей применяются три основных способа.

**1. Способ арифметического суммирования погрешностей.**

Суммарная погрешность вычисляется по формуле

$$\delta_{\Sigma} = \sum_{k=1}^m |\delta_k|, \quad (2.114)$$

где  $\delta_{\Sigma}$  – суммарная относительная погрешность;  
 $\delta_k$  –  $k$ -я суммируемая относительная погрешность;  
 $m$  – количество суммируемых погрешностей.

Суммирование по данному способу приводит к завышенному по сравнению с действительным значению суммарной погрешности, которое тем больше, чем больше число суммируемых погрешностей  $m$ . Поэтому на практике способ применяется при условии  $m < 3$ .

**2. Способ геометрического суммирования погрешностей.**

Суммарная погрешность вычисляется по формуле

$$\delta_{\Sigma} = \sqrt{\sum_{k=1}^m \delta_k^2}. \quad (2.115)$$

Суммирование по данному способу приводит к заниженному по сравнению с действительным значению суммарной погрешности. Поэтому на практике в формулу (2.115) вводится поправочный множитель  $K > 1$  ( $K = 1,1$  при  $P = 0,95$  и  $K = 1,4$  при  $P = 0,99$ ):

$$\delta_{\Sigma} = K \sqrt{\sum_{k=1}^m \delta_k^2}. \quad (2.116)$$

Рекомендуется применять этот способ при  $m > 3$ .

**3. Способ моментов.**

Суммарная погрешность вычисляется по одной из формул для оценки погрешности косвенного измерения, когда установлен вид зависимости и вычислены или известны погрешности прямых измерений аргументов.

Данный способ позволяет получить более точное по сравнению с указанными выше способами значение суммарной погрешности:

$$q > tS_{\bar{x}} \left[ \sqrt{1 + \frac{S_q^2}{S_{\bar{x}}^2}} - 1 \right].$$

Если  $\frac{S_q^2}{S_{\bar{x}}^2} \ll 1$ , то полученное выражение можно упростить, восполь-

зовавшись разложением в степенной ряд:

$$q > 0,5 \frac{S_q^2}{S_{\bar{x}}^2}.$$

Суммирование систематической и случайной составляющих погрешности производится при определении границ погрешности результата измерения.

В зависимости от соотношения суммарной неисключённой систематической и случайной составляющих погрешности установлено три способа определения границ погрешности результата измерения.

1. Если отношение суммарной неисключённой систематической погрешности к оценке среднего квадратического отклонения результата измерения меньше 0,8, т. е.

$$\Theta_{\Sigma}/S_{\bar{x}} < 0,8, \quad (2.117)$$

то неисключёнными систематическими погрешностями по сравнению со случайными пренебрегают и принимают, что граница погрешности результата измерения равна (доверительной погрешности):

$$\Delta_{\Sigma} = t S_{\bar{x}},$$

где  $t$  – коэффициент Стьюдента или Лапласа, который в зависимости от доверительной вероятности  $P$  и числа результатов наблюдений  $n$  находят по таблицам.

2. Если

$$\Theta_{\Sigma}/S_{\bar{x}} > 0,8, \quad (2.118)$$

то случайной составляющей погрешности по сравнению с систематической пренебрегают и принимают, что

$$\Delta_{\Sigma} = \Theta_{\Sigma}.$$

**Примечание:** погрешность, возникающая из-за пренебрежения одной из составляющих погрешности результата измерения при выполнении указанных неравенств, не превышает 15 %.

3. Если неравенства не выполняются, т. е.

$$0,8 < \Theta_{\Sigma}/S_{\bar{x}} < 8, \quad (2.119)$$

то границу погрешности результата измерения находят путём построения композиции распределений случайных и неисключённых систематических погрешностей, рассматриваемых как случайные величины.

Границу погрешности результата измерения вычисляют по формуле (без учета знака)

$$\Delta_{\Sigma} = K \bar{\sigma}, \quad (2.120)$$

где  $K$  – коэффициент, зависящий от соотношения случайной и неисключенной систематической погрешностей;

$\bar{\sigma}$  – оценка суммарного СКО результата измерения.

Коэффициент  $K$  вычисляют по эмпирической формуле:

$$K = \frac{\Theta_{\Sigma} + \Delta}{S_{\bar{x}} + \sqrt{\sum_{i=1}^N \left(\frac{\Theta_i}{3}\right)^2}}. \quad (2.121)$$

Оценку суммарного СКО результата измерения вычисляют по формуле:

$$S_{\Sigma} = \sqrt{S_{\bar{x}}^2 + \sum_{i=1}^N \left(\frac{\Theta_i}{3}\right)^2}. \quad (2.122)$$

Раздельное представление границ систематической погрешности и СКО результата измерения целесообразно в тех случаях, когда полученный результат используется как промежуточный при нахождении других данных или когда он подвергается анализу или сопоставлению с другими результатами.

Суммарная погрешность по формулам (2.120)–(2.122) представляется в случае, если результат измерения является окончательным и требуется лишь оценить границы зоны той неопределённости, с которой он установлен.

### 2.2.16. Вычисление погрешности косвенных измерений методом статистического моделирования

Методы обработки результатов косвенных измерений изложены в Методических указаниях РД 50-555-85 «Измерения косвенные. Определение результатов измерений и оценивание их погрешностей».

Основные этапы обработки результатов косвенных измерений следующие.

1. Искомое значение величины  $Y$  находят на основании результатов измерений аргументов  $x_1, \dots, x_i, \dots, x_m$ , связанных с искомой величиной нелинейной зависимостью  $Y = f(x_1, \dots, x_i, \dots, x_m)$ . Вид функции  $f$  должен быть известен из теоретических предпосылок или установлен экспериментально. Погрешность неизвестной величины  $Y$  зависит от погрешностей измерения аргументов.

2. Оценка СКО случайной погрешности  $S(Y)$  вычисляют по формуле

$$S(Y) = \sqrt{\sum_{i=1}^m (df/dx_i)^2 \cdot S^2(x_i)},$$

где  $x_i$  – результат измерения  $a_i$ -го аргумента;  $S(x_i)$  – оценка СКО результата измерения  $x_i$ -го аргумента.

3. Доверительные границы случайной погрешности  $\varepsilon$  при условии, что распределение погрешностей результатов измерений аргументов не противоречит нормальному распределению, определяют по формуле:

$$\varepsilon = t_q \cdot S(Y).$$

4. Границу неисключённой систематической погрешности (НСП) результата измерения вычисляют по формуле

$$\Theta = k \cdot \sqrt{\sum_{i=1}^m \left( \frac{df}{dx_i} \right)^2 \cdot \vartheta_i^2},$$

где  $k$  – поправочный коэффициент для принятой доверительной вероятности и числа  $m$  составляющих НСП, для  $P = 0,95$  коэффициент  $k = 1,1$ .

5. Погрешность результата измерения вычисляют в зависимости от соотношения границ НСП и случайной погрешности. При  $0,8 < \frac{\Theta_\Sigma}{S(Y)} < 8$

доверительную границу результата косвенного измерения  $\Delta$  вычисляют по формуле

$$\Delta = K [\varepsilon + \Theta],$$

где  $K$  – коэффициент, зависящий от отношения  $\frac{\Theta_\Sigma}{S(Y)}$  и доверительной вероятности (значения  $K$  приведены в указанных РД).

6. Результат измерений вычисляют по приведённой выше формуле. Если предполагается исследование и сопоставление результатов измерений или анализ погрешностей, то результат измерения и его погрешность представляют в виде

$$Y, S(Y), n, \Theta.$$

Если границы погрешности результата измерения симметричны, то результат измерения и его погрешность представляют в виде  $Y \pm \Delta$ .

7. При неизвестных распределениях погрешностей измерений аргументов и при наличии корреляции между ними результат косвенного измерения и его погрешность определяются методом приведения, основанном на приведении ряда отдельных значений косвенно измеряемой величины к ряду прямых измерений. Подробно этот метод описан в упомянутых выше РД.

### 2.3. Представление результатов измерений по ГОСТ 8011–72

Результат измерения имеет ценность лишь тогда, когда можно оценить его интервал неопределенности, т. е. степень достоверности. Поэтому результат измерений должен содержать значение измеряемой величины и характеристики точности этого значения, которыми являются систематические и случайные погрешности. Количественные показатели погрешностей, способы их выражения, а также формы представления результатов измерений регламентируются ГОСТ 8.011-72 «Показатели точности измерений и формы представления результатов измерений». Рассмотрим основные формы представления результатов измерений.

Погрешность результата прямого однократного измерения зависит от многих факторов, но в первую очередь определяется погрешностью используемых средств измерений. Поэтому в первом приближении погрешность результата измерения можно принять равной погрешности, которой в данной точке диапазона измерений характеризуется используемое средство измерений.

Погрешности средств измерений изменяются в диапазоне измерений. Поэтому в каждом случае для каждого измерения необходимо произвести вычисления погрешности результата измерений, используя формулы (2.3)–(2.5) нормирования погрешности соответствующего средства измерений. Вычисляться должна как абсолютная, так и относительная погрешности результата измерения, так как первая из них нужна для округления результата и его правильной записи, а вторая – для однозначной сравнительной характеристики его точности.

Для разных характеристик нормирования погрешностей средств измерений эти вычисления производятся по-разному, поэтому рассмотрим три характерных случая.

1. Класс прибора указан в виде одного числа  $q$ , заключенного в кружок. Тогда относительная погрешность результата (в процентах)  $\delta_{\text{пр}} = q$ , а абсолютная его погрешность  $\Delta x = q \cdot x / 100$ .

2. Класс прибора указан одним числом  $p$  (без кружка). Тогда абсолютная погрешность результата измерения

$$\Delta x = p \cdot x_k / 100,$$

где  $x_k$  – предел измерения, на котором оно производилось, а относительная погрешность измерения (в %)  $\delta = \frac{\Delta x}{x} = p \cdot \frac{x_k}{x}$ , т. е. в этом случае при измерении, кроме отсчета измеряемой величины  $x$ , обязательно должен быть зафиксирован и предел измерений  $x_k$ , иначе впоследствии нельзя будет вычислить погрешность результата.

3. Класс прибора указан двумя числами в виде  $c/d$ . В этом случае удобнее вычислить относительную погрешность  $\delta$  результата по формуле

$$\delta_{\text{доп}} = \frac{\Delta X_{\text{доп}}}{X} = \pm \left[ c + d \cdot \left( \left| \frac{X_K}{X} \right| - 1 \right) \right],$$

а уже затем найти абсолютную погрешность:  $\Delta_x = \delta \cdot x / 100$ .

После проведения вычислений погрешности используют одну из форм представления результата измерений в следующем виде:

$$x; \pm \Delta \text{ и } \delta,$$

где  $x$  – измеренное значение;

$\Delta$  – абсолютная погрешность измерения;

$\delta$  – относительная погрешность измерения.

Например, производится следующая запись: «Измерение произведено с относительной погрешностью  $\delta = \dots \%$ . Измеренное значение  $x = (A \pm \Delta)$ , где  $A$  – результат измерений».

Однако более наглядно указать пределы интервала неопределённости измеряемой величины лучше в следующем виде:  $x = (A - \Delta) \div (A + \Delta)$  или  $(A - \Delta) < x < (A + \Delta)$  с указанием единиц измерения.

Другая форма представления результата измерения устанавливается таким образом:  $x; \Delta$  от  $\Delta_n$  до  $\Delta_v$ ;  $P$ , где  $x$  – результат измерения в единицах измеряемой величины;  $\Delta$ ,  $\Delta_n$ ,  $\Delta_v$  – соответственно погрешность измерения с нижней и верхней её границами в тех же единицах;  $P$  – вероятность, с которой погрешность измерения находится в этих границах.

ГОСТ 8.011–72 допускает и другие формы представления результатов измерения, отличающиеся от приведенных форм тем, что в них указывают отдельно характеристики систематической и случайной составляющих погрешности измерения. При этом для систематической погрешности указывают её вероятностные характеристики. В этом случае основными характеристиками систематической погрешности являются математическое ожидание  $M [\Delta x_c]$ , среднеквадратическое отклонение  $\sigma [\Delta x_c]$  и её доверительный интервал. Выделение систематической и случайной составляющих погрешности целесообразно, если результат измерения будет использован при дальнейшей обработке данных, например, при определении результата косвенных измерений и оценке его точности, при суммировании погрешностей и т. п.

Любая из форм представления результата измерения, предусмотренная ГОСТ 8.011–72, должна содержать необходимые данные, на основании которых может быть определен доверительный интервал для погрешности результата измерения. В общем случае доверительный интервал может

быть установлен, если известны вид закона распределения погрешности и основные числовые характеристики этого закона.

Примеры представления результатов измерений в различных формах:

1.  $(8,334 \pm 0,012)$  г;  $P = 0,95$ .

2. 32,014 мм. Характеристики погрешностей и условия измерений по РД 50-98-86.

3.  $(32,010 \dots 32,018)$  мм;  $P = 0,95$ . Измерение индикатором ИЧ 10 кл. точности 0 на стандартной стойке с настройкой по концевым мерам длины 3 кл. точности. Измерительное перемещение не более 0,1 мм; температурный режим измерений  $\pm 2$  °С.

4. 72,6360 мм;  $\Delta_n = -0,0012$  мм,  $\Delta_b = +0,0018$  мм, Релей;  $P = 0,95$ .

5. 10,75 м<sup>3</sup>/с;  $\sigma(\Delta) = 0,11$  м<sup>3</sup>/с,  $\sigma(\Delta_c) = 0,18$  м<sup>3</sup>/с, равн. Условия измерений: температура среды 20 °С, кинематическая вязкость измеряемого объекта  $1,5 \cdot 10^{-6}$  м<sup>2</sup>/с.

В первом примере использована наиболее часто используемая форма: точечная оценка (8,334 г) с указанием симметричных границ погрешности измерений ( $\pm 0,012$  г) и доверительной вероятности (0,95), с которой погрешность измерений не выходит за указанные границы. Распределение результатов наблюдений – нормальное (если в описании результата распределение не указано, то по умолчанию подразумевается нормальное распределение).

Во втором примере представлена только точечная оценка, остальное определено ссылкой на аттестованную методику выполнения измерений, описанную в соответствующем документе.

В третьем примере точечная оценка и границы погрешности измерений не указаны, представлены границы интервала, который с выбранной доверительной вероятностью (0,95) накрывает истинное значение измеряемой величины.

Отличительной особенностью четвертого примера является асимметричное распределение случайных погрешностей. Поэтому, кроме точечной оценки (72,6360 мм), указаны асимметричные границы погрешности измерений от  $-0,0012$  мм до  $+0,0018$  мм и вид распределения, поскольку он отличен от нормального. В описание результата включено и значение доверительной вероятности (0,95), с которой погрешность измерений не выходит за указанные границы.

В пятом примере значение доверительной вероятности не указано, что можно рассматривать как формальное несоответствие требованиям обеспечения единства измерений. Однако противоречие не принципиальное, а скорее кажущееся, поскольку переход к оценке границ областей рассеяния случайной и неисключенной систематической составляющих погрешности измерений требует выбора доверительной вероятности. Расчет

осуществляется через коэффициент Стьюдента  $tS$ , а его значение зависит от числа степеней свободы и от выбранной доверительной вероятности, которая должна быть одинакова для обеих составляющих (случайной и неисключённой систематической составляющих погрешности). В качестве комментария следует сказать, что такая полная форма годится только для экзотических исследовательских ситуаций и непрacticна в производственном употреблении, для которого желательна комплексная оценка погрешности измерения, например, полученная в результате компонования двух описывающих составляющие погрешности функций в соответствии с ГОСТ 8.207. Можно предложить графическую интерпретацию результата измерений на числовой оси физической величины. Тогда для первого из приведенных примеров ( $8,334 \pm 0,012$ ) г;  $P = 0,95$  результат выглядит, как показано на рис. 2.17.

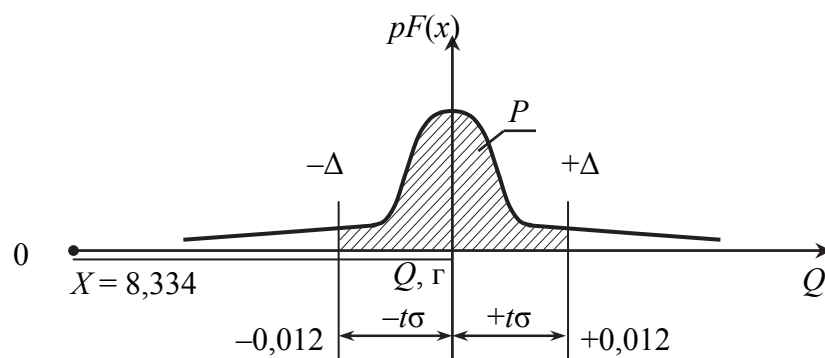


Рис. 2.17. Графическая интерпретация результата измерений при нормальном распределении случайной погрешности

На оси физической величины  $Q$  указаны точечная оценка результата измерений ( $8,334$  г) и границы погрешности ( $\pm 0,012$ ) г. Для представления доверительной вероятности проводим ось ординат (ось плотности вероятности  $p$ ) из точки, соответствующей точечной оценке результата измерений, и строим в полученной системе координат кривую нормального распределения результатов или погрешностей измерений.

Из рисунка видно, что для увеличения доверительной вероятности (заштрихованной площади)  $P$  необходимо расширить зону между границами погрешности измерений  $\pm \Delta$ . При фиксированном значении  $\sigma$  этого можно добиться только за счет увеличения коэффициента Стьюдента  $t$ . Зона между зафиксированными предельными значениями  $X - \Delta$  и  $X + \Delta$  с выбранной доверительной вероятностью  $P$  накрывает истинное значение измеряемой физической величины, но поскольку фактически результат измерений представлен не в виде единичного значения, а как числовой интервал, принято говорить о «неопределённости измерений».



\*\*\*

Итак, в данной главе мы рассмотрели различные виды погрешностей. По причине возникновения их делят на методические, инструментальные и субъективные. По характеру проявления различают систематические и случайные погрешности. Динамическая погрешность обусловлена инерционностью средства измерений.

Систематическая погрешность постоянна или медленно меняется за время проведения измерений с многократными наблюдениями. Некоторые составляющие её для конкретных средств измерений поддаются приближенному описанию с помощью детерминированных функций времени.

Случайную погрешность обычно описывают как случайную величину или эргодический случайный процесс. Основной характеристикой ее является плотность вероятности, с помощью которой можно рассчитать вероятность пребывания погрешности в заданных границах или решить обратную задачу.

Законы распределения некоторых составляющих случайной погрешности могут быть определены теоретически до проведения эксперимента. Это погрешности квантования и дискретизации.

Погрешности с неизвестным законом распределения, заданные своими пределами, в метрологии принято характеризовать равномерным законом. Если случайная погрешность состоит из нескольких статистически независимых составляющих с соизмеримыми СКО, то согласно центральной предельной теореме её можно приближенно описать гауссовским законом независимо от законов распределения составляющих.

Погрешность косвенных измерений вычисляют по погрешностям прямых измерений аргументов. Если заданы систематические погрешности и СКО погрешностей измерений аргументов или статистические характеристики этих погрешностей, то задача решается точно. Если же заданы допускаемые пределы погрешностей измерений аргументов, то задачу вычисления погрешности косвенных измерений можно решить приближенно.

Многократные наблюдения используют для точных метрологических измерений и экспериментального определения статистических характеристик погрешностей. Перед обработкой результатов измерений с многократными наблюдениями необходимо убедиться в отсутствии изменений систематической погрешности, исключить возможные грубые погрешности и оценить вид закона распределения случайной погрешности.

Неисключённая систематическая погрешность, ограничивающая возможную точность измерений, зависит от погрешности эталонных средств измерений и погрешностей, допущенных при исключении систематических погрешностей, обусловленных различными факторами.

Отдельным составляющим неисключённых систематических погрешностей приписывают равномерный закон распределения.

Границы общей погрешности, состоящей из суммы неисключённых систематических погрешностей и случайной погрешности, можно грубо оценить, считая закон распределения общей погрешности гауссовским.

### Контрольные вопросы

1. Перечислите возможные причины проявления погрешностей измерений.
2. Назовите признаки, по которым классифицируют погрешности.
3. Сформулируйте свойства случайной, систематической и прогрессирующей составляющих погрешности измерений.
4. Приведите известные примеры методических погрешностей.
5. Что принято называть абсолютной, относительной и приведённой погрешностями?
6. В чем заключаются принципы оценивания погрешностей?
7. Что такое грубые погрешности (промахи)?
8. Какие характеристики погрешностей вам известны?
9. Какой математический аппарат используется для оценки случайных погрешностей?
10. Назовите основные законы распределений случайных погрешностей.
11. Что такое нормальное распределение? Укажите основные характеристики нормального закона распределения.
12. Как описывается и когда используется распределение Стьюдента?
13. Что называется доверительной вероятностью и доверительным интервалом?
14. Какие способы задания доверительного интервала вам известны?
15. Перечислите правила округления результатов измерений.
16. Перечислите основные принципы, лежащие в основе выбора нормируемых метрологических характеристик средств измерений.
17. Для чего необходимо идентифицировать форму закона распределения результатов измерений? Расскажите, каким образом это делается.
18. Как определяются границы неисключённых остатков систематических погрешностей измерений?
19. В каких случаях используют доверительную вероятность и доверительный интервал случайных погрешностей?
20. Перечислите правила округления результатов измерений.

# ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

## Глава 3. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ

### 3.1. Общие сведения об электромеханических преобразователях

подавляющее большинство аналоговых электроизмерительных приборов, применяемых при технических измерениях, являются приборами прямого действия. Они построены на основании использования разнообразных физических явлений, связанных с электрическим током. Эти приборы можно разделить на четыре группы:

- электромеханические;
- электротепловые;
- электрохимические;
- электронно-кинетические.

Наиболее широко распространены **электромеханические аналоговые измерительные приборы**.

Принцип действия аналоговых электромеханических измерительных приборов основан на преобразовании электромагнитной энергии, подводимой к прибору непосредственно из измеряемой цепи, в механическую энергию пространственного перемещения подвижной части прибора относительно неподвижной (рис. 3.1).

**Измерительная цепь** является первичным измерительным преобразователем и служит для преобразования измеряемой величины  $X$  в электрическую величину  $Y$ , функционально связанную с величиной  $X$ , т. е.  $Y = f(X)$ . Измерительная цепь представляет собой совокупность преобразовательных элементов (резисторов, конденсаторов, термопар, выпрямителей и др.)

**Измерительный механизм** является вторичным преобразователем и предназначен для преобразования подведённой к нему электрической энергии в механическую, необходимую для перемещения его подвижной части относительно неподвижной, т. е.  $\alpha = f_2(Y)$ . У большинства измерительных механизмов подвижная часть имеет одну степень свободы и в ка-

честве пространственного перемещения в них используется угловое перемещение (подвижная часть поворачивается вокруг неподвижной оси на угол  $\alpha$ ) или, что значительно реже, линейное перемещение.

**Отсчётное устройство** аналоговых электромеханических приборов является окончательным преобразователем и чаще всего состоит из указателя, жёстко связанного с подвижной частью измерительного механизма, и неподвижной шкалы. Указатели бывают стрелочные (механические) и световые.



Рис. 3.1. Структурная схема аналоговых электромеханических приборов

Рассмотрим принцип действия измерительного механизма. Электрическая величина  $Y$  создаёт механическую силу, действующую на подвижную часть измерительного механизма. Если подвижная часть может только поворачиваться вокруг оси, то механическая сила создаёт момент относительно этой оси, под действием которого подвижная часть и связанный с ней указатель совершают угловое перемещение  $\alpha$ . В конечном итоге угловое перемещение  $\alpha$  связано функциональной зависимостью с измеряемой величиной  $X$ :

$$\alpha = f_2(Y) = f_2[f_1(X)] = F(X), \quad (3.1)$$

где  $F$  – функционал преобразования  $X$  в  $\alpha$ .

Это уравнение называется **уравнением измерения электромеханического прибора**.

Для того чтобы получить зависимость между значением измеряемой величины  $X$  и углом поворота  $\alpha$  подвижной части для измерительных механизмов различных систем, целесообразно исходить из понятия обобщённого вращающего момента, действующего на подвижную часть измерительного механизма. Известно, что производная по времени от момента импульса (момента количества движения) твёрдого тела равна сумме моментов внешних сил относительно оси вращения, действующих на это тело. Дифференциальное уравнение, описывающее вращательное движение подвижной части измерительного механизма вокруг оси, имеет вид

$$J \cdot \frac{d^2\alpha}{dt^2} = \sum_{j=1}^m M_j, \quad (3.2)$$

где  $J$  – момент инерции подвижной части измерительного механизма;

$\frac{d^2\alpha}{dt^2}$  – угловое ускорение измерительного механизма;

$\sum_{j=1}^m M_j$  – сумма моментов  $m$  сил, действующих на подвижную часть

измерительного механизма.

На подвижную часть измерительного механизма электромеханического прибора при её движении воздействуют: вращающий момент  $M_{вр}$ , противодействующий момент  $M_{пр}$  и момент успокоения (демпфирования)  $M_y$ .

При повороте подвижной части на угол  $d\alpha$  изменение механической энергии  $dA$  равно изменению энергии электрического поля  $dW_э$  в измерительном механизме, т. е.  $dA = dW_э$ . При угловом перемещении подвижной части изменение механической энергии  $dA = M_{вр} d\alpha$ . Отсюда вращающий момент

$$M_{вр} = \frac{dW_э}{d\alpha}, \quad (3.3)$$

где  $W_э$  – энергия электромагнитного поля.

Чтобы подвижная часть не доходила всегда до упора при любом значении величины  $X$ , а поворачивала бы измерительный механизм на угол, однозначно зависящий от измеряемой величины, на подвижную часть должен действовать момент, направленный навстречу вращающему и зависящий от угла поворота подвижной части. Этот момент называют *противодействующим* ( $M_{пр}$ ).

По способу создания вращающего момента измерительные механизмы делятся на следующие:

- магнитоэлектрические;
- электромагнитные;
- электродинамические;
- ферродинамические;
- электростатические;
- индукционные.

По способу создания противодействующего момента измерительные механизмы делятся:

- на измерительные механизмы с механическим противодействующим моментом;
- логометрические измерительные механизмы.

В первом случае противодействующий момент создаётся при помощи упругих элементов – спиральных пружин, растяжек и подвесов, один конец которых закреплен в подвижной, а другой – в неподвижной части

измерительного механизма. При повороте подвижной части эти элементы закручиваются и противодействуют движению. Величина противодействующего момента пропорциональна углу поворота  $\alpha$  и направлена навстречу вращающему моменту, т. е.

$$M_{\text{пр}} = -K \cdot \alpha, \quad (3.4)$$

где  $K$  – удельный противодействующий момент, зависящий только от свойств и размеров упругих элементов.

В логометрических механизмах противодействующий момент создаётся так же, как и вращающий, но один из моментов должен зависеть от угла поворота подвижной части.

Момент успокоения  $M_y$  определяет очень важный эксплуатационный параметр – время успокоения. Для того чтобы это время было достаточно малым, измерительные механизмы снабжаются успокоителями (демпферами), создающими момент успокоения, т. е. момент сил сопротивления движению. Момент успокоения  $M_y$  всегда направлен навстречу движению и пропорционален угловой скорости отклонения:

$$M_y = -p \cdot \frac{d\alpha}{dt}, \quad (3.5)$$

где  $p$  – коэффициент успокоения (демпфирования).

После подстановки выражений (3.2)–(3.5) в (3.1) получим дифференциальное уравнение отклонения подвижной части измерительного механизма:

$$J \cdot \frac{d^2\alpha}{dt^2} = \frac{dW_э}{d\alpha} - K \cdot \alpha + p \frac{d\alpha}{dt}. \quad (3.6)$$

В статическом (при постоянной входной величине  $X$ ) режиме два первых члена левой части дифференциального уравнения (3.6) равны нулю, следовательно, установившееся отклонение подвижной части измерительного механизма определяется равенством вращающего и противодействующего моментов, т. е.

$$K \cdot \alpha = M_{\text{вр}}, \quad (3.7)$$

следовательно,

$$\alpha = \frac{1}{K} \cdot M_{\text{вр}}. \quad (3.8)$$

Выражение (3.8) является уравнением шкалы электромеханических приборов (в статическом режиме), показывающим зависимость угла поворота  $\alpha$  подвижной части от значения вращающего момента  $M_{\text{вр}}$ .

### 3.2. Магнитоэлектрические измерительные преобразователи. Области применения

Принцип действия магнитоэлектрических приборов основан на взаимодействии магнитного поля, создаваемого подвижной катушкой с протекающим по ней током, и магнитного поля постоянного магнита.

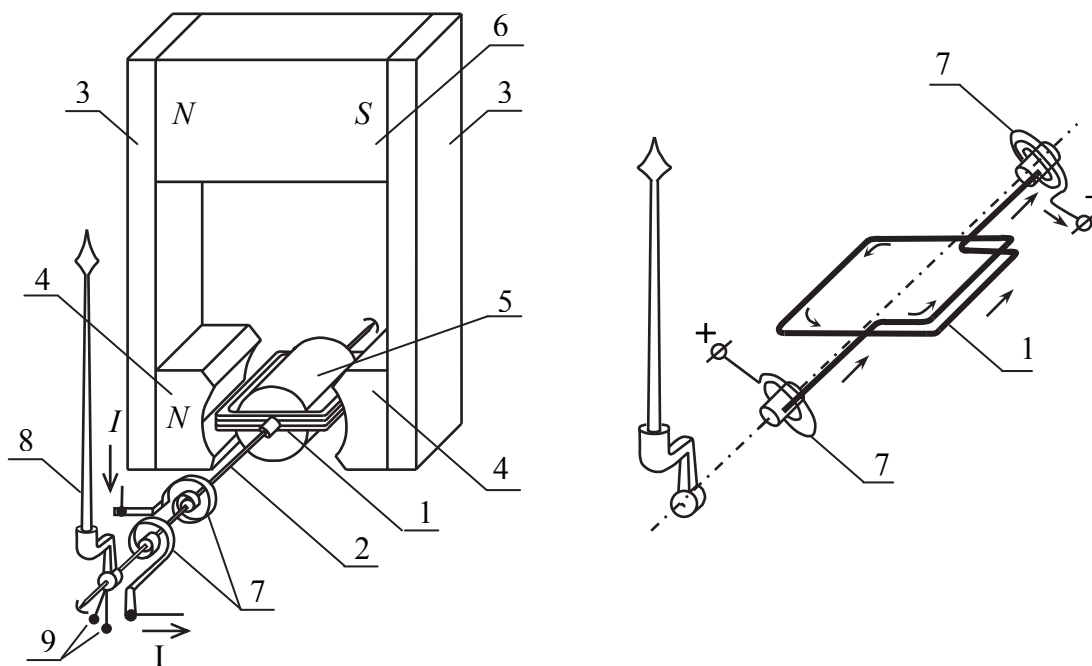


Рис. 3.2. Магнитоэлектрический измерительный механизм

Магнитоэлектрический механизм (рис. 3.2) состоит из подвижной катушки (рамки)  $1$ , укрепленной на полуосях  $2$  и расположенной в узком зазоре, образованном магнитопроводом  $3$  с полюсными наконечниками  $4$  и сердечником  $5$  из магнитомягкой стали. Постоянное магнитное поле создается магнитом  $6$ . Конструкция полюсных наконечников и сердечника такова, что в зазоре образуется равномерное радиально направленное магнитное поле. Измеряемый ток подводится к рамке через две пружины  $7$ , служащие для создания противодействующего момента. На оси рамки укреплен стрелка  $8$ , перемещающаяся над шкалой. Подвижная часть уравновешивается грузиками  $9$ . Начальная установка стрелки на нуль шкалы производится механическим корректором.

При протекании электрического тока  $i$  через катушку измерительного механизма возникает электромагнитное поле, взаимодействующее с магнитным полем постоянного магнита.

Энергия электромагнитного поля, сцепляющегося с подвижной катушкой,

$$W_{\text{э}} = \Psi \cdot i, \quad \Psi = B \cdot S \cdot \gamma \cdot \alpha, \quad (3.9)$$

где  $\Psi$  – потокосцепление подвижной катушки;

$B$  – индукция в воздушном зазоре между сердечником и полюсными наконечниками;

$S$  – площадь катушки;

$\gamma$  – число витков обмотки катушки;

$\alpha$  – угол поворота катушки.

Подставив уравнение (3.9) в (3.3), получим мгновенный вращающий момент

$$M_{\text{вр}} = \frac{dW_{\text{э}}}{d\alpha} = B \cdot S \cdot \gamma \cdot i. \quad (3.10)$$

Если ток синусоидальный ( $i = I_m \sin \omega t$ ), то вращающий момент

$$M_{\text{вр}} = B \cdot S \cdot \gamma \cdot I_m \sin \omega t. \quad (3.11)$$

Постоянная составляющая вращающего момента отсутствует, так как

$$M_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T M_{\text{вр}} dt = \frac{B \cdot S \cdot \gamma}{T} I_m \int_0^T \sin \omega t dt = \frac{B \cdot S \cdot \gamma}{T} I_{\text{ср}}, \quad (3.12)$$

где  $I_{\text{ср}}$  – среднее значение переменного тока  $i$  равно нулю.

У магнитоэлектрических измерительных механизмов период собственных колебаний подвижной части примерно одна секунда. Следовательно, отклонение подвижной части измерительного механизма при частоте тока более 10 Гц практически равно нулю (рис. 3.2). В диапазоне до 10 Гц подвижная часть колеблется с частотой входного сигнала, причём максимальное отклонение зависит от частоты. Поэтому приборы с такими измерительными механизмами применяют в цепях постоянного тока.

При протекании через катушку постоянного тока  $i = I$  вращающий момент  $M_{\text{вр}} = B \cdot S \cdot \gamma \cdot I$ . Учитывая выражение (3.8), получим

$$\alpha = \frac{B \cdot S \cdot \gamma}{K} I. \quad (3.13)$$

Выражение (3.13) представляет собой уравнение шкалы прибора. Коэффициент  $\frac{B \cdot S \cdot \gamma}{K}$  характеризует чувствительность измерительного механизма к току.

Из выражения (3.13) следует, что отклонение подвижной части измерительного механизма линейно растёт при увеличении тока, т. е. шкала прибора равномерная.



Для измерения переменного напряжения совместно с магнитоэлектрическими приборами используют выпрямительные преобразователи. В преобразователях используют одно- и двухполупериодные схемы выпрямления (рис. 3.3, а и 3.3, б).

При использовании однополупериодного выпрямителя цепь из  $VD_1$ ,  $VD_2$  и  $R = R_{и}$  используют для выравнивания обеих полуволн тока в общей цепи.

Чувствительность двухполупериодной схемы выше по сравнению с однополупериодной.

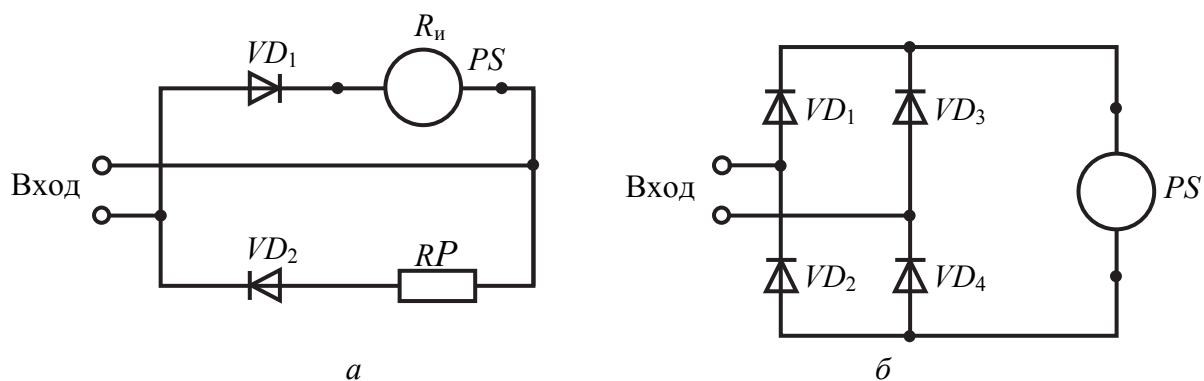


Рис. 3.3. Схемы выпрямления:  
а – однополупериодная; б – двухполупериодная

Угол поворота подвижной части измерительного механизма при одно- и двухполупериодном выпрямлении соответственно

$$\alpha_1 = \frac{B \cdot S \cdot \gamma}{2K} I_{\text{ср}}, \quad \alpha_2 = \frac{B \cdot S \cdot \gamma}{K} I_{\text{ср}}. \quad (3.14)$$

При измерениях в цепях переменного тока обычно нужно знать действующий ток (напряжение). Учитывая, что действующий и средний ток связаны равенством  $I_{\text{ср}} = I/K_{\phi}$ , где  $K_{\phi}$  – коэффициент формы кривой тока,

$$\alpha_1 = \frac{B \cdot S \cdot \gamma \cdot I}{2K_{\phi} K}, \quad \alpha_2 = \frac{B \cdot S \cdot \gamma \cdot I}{K_{\phi} K} \quad (3.15)$$

Таким образом, выпрямленный прибор может быть градуирован в действующих значениях тока (напряжения) только для заданной формы кривой (для синусоиды  $K_{\phi} = 1,11$ ), в противном случае появляется погрешность.

*Достоинствами* магнитоэлектрических механизмов, по сравнению с другими механизмами, являются:

- высокая чувствительность, так как измерительные механизмы обладают сильным собственным магнитным полем, поэтому даже при малых токах создается достаточный вращающий момент (удается создать приборы с отклонением на всю шкалу при токе 0,01 мкА);
- незначительное влияние на режим измеряемой цепи, так как мощность, потребляемая механизмом, мала;
- хорошее успокоение;
- равномерность шкалы; большая точность (из-за высокой стабильности элементов механизма);
- отсутствие влияния электрических полей;
- большая точность (из-за высокой стабильности элементов механизма);
- высокий класс точности прибора 0,2; 0,1 и даже 0,05;
- очень малое потребление тока от внешней цепи (можно снизить потребляемую мощность до  $10^{-9}$  Вт, т. е. до 1 нВт);
- незначительное влияние внешних магнитных полей.

Последнее объясняется тем, что измерительные механизмы магнитоэлектрических приборов имеют сильное собственное магнитное поле. И все же при работе с приборами высокой точности во избежание погрешности, которая может возникнуть под действием земного магнитного поля, их необходимо располагать так, чтобы направление стрелки с буквами *N* и *S*, нанесёнными на корпусе прибора, совпадало с меридианом, проходящим через приборы.

К недостаткам магнитоэлектрических измерительных механизмов относятся:

- сложность конструкции и сравнительно высокая стоимость;
- плохая перегрузочная способность, обусловленная легким перегревом противодействующих пружин (токоподводов) и изменение их упругих свойств (отсюда изменение градуировки шкалы);
- температурное влияние на точность измерения.

Изменение окружающей температуры влияет на магнитоэлектрический прибор следующим образом.

Во-первых, при повышении температуры удельный противодействующий момент пружин уменьшается на 0,2–0,4 % на каждые 10 К; магнитный поток постоянного магнита, а следовательно, и индукция в зазоре, уменьшается приблизительно на 0,2 % на каждые 10 К. Таким образом, эти явления оказывают противоположное влияние на показания прибора и поэтому в приборах малой и средней точности температурное влияние пренебрежимо мало.

Во-вторых, изменяется электрическое сопротивление обмотки катушки и токоподводов. Это влияние – основной источник температурной погрешности магнитоэлектрических приборов.

Магнитоэлектрические измерительные механизмы используются:

1. В многопредельных и широкодиапазонных амперметрах, вольтметрах для непосредственного измерения в цепях постоянного тока.

2. В гальванометрах – высокочувствительных измерительных приборах с неградуированной шкалой для измерения малых токов  $10^{-5} \dots 10^{-12}$  А, напряжений менее  $10^{-4}$  В, зарядов и для обнаружения тока и напряжения (индикаторы нуля) в мостовых и компенсационных цепях.

3. В аналоговых омметрах, термоэлектрических амперметрах и в комбинированных вольтметрах с выпрямительными преобразователями при измерениях переменного тока и напряжения.

### 3.3. Электромагнитные измерительные преобразователи. Области применения

Принцип действия электромагнитных измерительных приборов основан на взаимодействии магнитного поля, созданного неподвижной катушкой, по обмотке которой протекает ток, с одним или несколькими ферромагнитными сердечниками, закреплёнными эксцентрично на оси. По существу, катушка является электромагнитом, который, втягивая сердечник, создает вращающий момент.

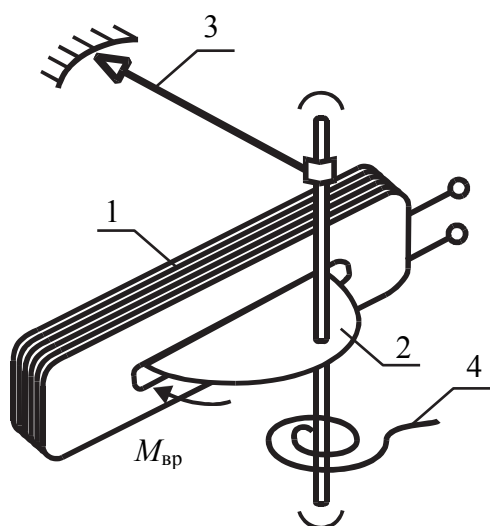


Рис. 3.4. Электромагнитный измерительный механизм

В электромагнитных измерительных механизмах (рис. 3.4) катушка 1 с обмоткой из медного провода имеет воздушный промежуток, в который при появлении магнитного поля втягивается эксцентрично укрепленный на оси сердечник 2, изготавливаемый из магнитомягкого ферромагнитного материала. При этом поворачивается ось, стрелочный указатель 3 и внутренний конец спиральной пружины 4, создающий противодействующий момент.

Энергия электромагнитного поля катушки

$$W_3 = \frac{i^2 L}{2}, \quad (3.16)$$

где  $L$  – индуктивность катушки, зависящая от положения сердечника;  
 $i$  – ток, протекающий через обмотку неподвижной катушки.

Вращающий момент

$$M_{\text{вр}} = \frac{dW_{\text{э}}}{d\alpha} = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\alpha} i^2. \quad (3.17)$$

При постоянном токе  $i = I$  вращающий момент

$$M_{\text{вр}} = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\alpha} I^2. \quad (3.18)$$

Следовательно, уравнение шкалы прибора

$$\alpha = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\alpha} I^2. \quad (3.19)$$

Вследствие инерционности подвижной части измерительного механизма он реагирует на среднее значение вращающего момента. Если ток синусоидальный  $i = I_m \sin(\omega t)$ , то средний вращающий момент

$$M_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T M_{\text{вр}}(t) dt = \frac{1}{T} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{dL}{d\alpha} \int_0^T i^2(t) dt = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\alpha} I_{\text{ск}}^2, \quad (3.20)$$

где  $I_{\text{ск}}$  – среднеквадратическое значение силы измеряемого тока.

Уравнение шкалы прибора в этом случае

$$\alpha = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\alpha} I_{\text{ск}}^2. \quad (3.21)$$

Следовательно, зависимость угла отклонения подвижной части измерительного механизма от силы измеряемого тока нелинейна – выражения (3.20), (3.21). Приборы электромагнитной системы могут применяться в цепях как постоянного, так и переменного тока.

Успокоение (демпфирование) в приборе воздушное или магнитоиндукционное.

*Достоинства* электромагнитных приборов:

- простота конструкции;
- высокая надёжность (из-за отсутствия токоподводов в подвижной части);

- пригодность для работы на постоянном и переменном токе;
- высокая перегрузочная способность.

*К недостаткам* следует отнести:

- неравномерность шкалы;
- высокое собственное потребление энергии;
- низкая чувствительность;
- невысокая точность (из-за гистерезиса в ферромагнитном сердечнике);

- влияние внешних магнитных полей из-за слабого собственного магнитного поля.

Электромагнитные приборы применяются в основном для измерения тока и напряжения в цепях переменного тока промышленной частоты в качестве щитовых приборов класса 1,0 и более низких классов и в качестве переносных многопредельных лабораторных приборов классов 0,5 и 1,0.

### 3.4. Электродинамические измерительные преобразователи. Области применения

Принцип действия электродинамических измерительных механизмов (рис. 3.5) основан на взаимодействии магнитных полей двух катушек: неподвижной 1 и подвижной 2. Подвижная катушка, укрепленная на оси или растяжках, может поворачиваться внутри неподвижной.

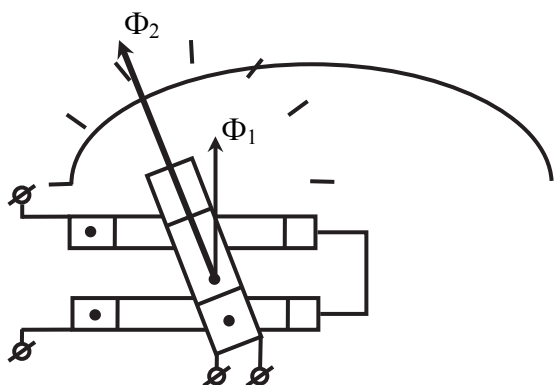


Рис. 3.5. Электродинамический измерительный механизм

При протекании по обмоткам катушек токов  $i_1$  и  $i_2$  возникают магнитные поля, стремящиеся так повернуть подвижную часть, чтобы магнитные потоки подвижной и неподвижной катушек совпали. Неподвижная катушка 1 обычно состоит из двух одинаковых секций, разделённых воздушным зазором. Этим обеспечивается требуемая конфигурация магнитного поля и удобство расположения осей подвижной катушки, находящейся внутри неподвижной.

Для подвода тока в подвижную катушку и создания противодействующего момента применяют спиральные пружинки или растяжки. Применяются стрелочные или световые указатели.

Энергия электромагнитного поля системы из двух катушек с токами  $i_1$  и  $i_2$  равна:

$$W_э = \frac{1}{2}L_1i_1^2 + \frac{1}{2}L_2i_2^2 + M_{12}i_1i_2, \quad (3.22)$$

где  $L_1$  и  $L_2$  – индуктивности катушек;

$M_{12}$  – взаимная индуктивность между катушками, зависящая от их формы и взаимного расположения.

Взаимодействие магнитных полей катушек вызывает вращающий момент, стремящийся повернуть подвижную катушку в такое положение,

при котором энергия магнитного поля катушек будет максимальной, т. е. до совпадения векторов магнитных потоков  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  неподвижной и подвижной катушек (рис. 3.5).

Вращающий момент

$$M_{\text{вр}} = \frac{dW_{\text{э}}}{d\alpha} = \frac{i_1^2}{2} \frac{dL_1}{d\alpha} + \frac{i_2^2}{2} \frac{dL_2}{d\alpha} + i_1 i_2 \frac{dM_{12}}{d\alpha}. \quad (3.23)$$

Так как индуктивности катушек  $L_1$  и  $L_2$  не зависят от угла  $\alpha$ , то вращающий момент

$$M_{\text{вр}} = i_1 i_2 \frac{dM_{12}}{d\alpha}. \quad (3.24)$$

Здесь  $\frac{dM_{12}}{d\alpha}$  зависит от взаимного расположения катушек, т. е. от угла поворота  $\alpha$  подвижной катушки.

Подвижная катушка будет поворачиваться до равенства вращающего и противодействующего моментов.

Если токи  $i_1 = I_1$  и  $i_2 = I_2$  постоянны, то угол поворота подвижной части измерительного механизма

$$\alpha = \frac{1}{K} \cdot M_{\text{вр}} = \frac{1}{K} \frac{dM_{12}}{d\alpha} I_1 I_2. \quad (3.25)$$

Подвижная часть измерительного механизма, вследствие инерционности, реагирует на среднее значение вращающего момента. Если токи  $i_1$  и  $i_2$  синусоидальные ( $i_1 = I_{m1} \sin(\omega t + \Psi_1)$ ,  $i_2 = I_{m2} \sin(\omega t + \Psi_2)$ ), то средний вращающий момент

$$\begin{aligned} M_{\text{ср}} &= \frac{1}{T} \int_0^T M_{\text{вр}}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T I_{m1} \sin(\omega t + \Psi_1) I_{m2} \sin(\omega t + \Psi_2) \left( \frac{dM_{12}}{d\alpha} \right) dt = \\ &= I_{\text{ср}1} I_{\text{ср}2} \cos \psi \frac{dM_{12}}{d\alpha}, \end{aligned} \quad (3.26)$$

где  $I_{\text{ср}1}$  и  $I_{\text{ср}2}$  – среднеквадратическое значение силы токов в катушках 1 и 2;  $\psi = \Psi_1 - \Psi_2$  – фазовый сдвиг между векторами токами  $i_1$  и  $i_2$ .

Тогда уравнение шкалы прибора для этого случая примет следующий вид:

$$\alpha = \frac{1}{K} \frac{dM_{12}}{d\alpha} I_{\text{ср}1} I_{\text{ср}2} \cos \psi. \quad (3.27)$$

Следовательно, при измерениях в цепях переменного тока вращающий момент и угол отклонения подвижной части измерительного меха-

низма определяются произведением среднеквадратических значений силы токов в катушках на косинус угла сдвига фаз между ними. Поэтому на базе электродинамического прибора, кроме амперметров и вольтметров, могут быть построены множительные и фазочувствительные приборы (ваттметры, фазометры и др.).

Электродинамические измерительные механизмы могут применяться для измерений в цепях как постоянного, так и переменного тока.

Характер шкалы прибора зависит от произведения токов и закона изменения взаимной индуктивности  $\frac{dM_{12}}{d\alpha}$  от угла поворота.

В электродинамических измерительных механизмах отсутствуют ферромагнитные и вообще металлические элементы, что исключает возможность возникновения погрешностей от гистерезиса и вихревых токов. Вследствие этого электродинамические приборы известны как наиболее точные среди применяемых в настоящее время приборов при измерении в цепях переменного тока (приборы классов 0,1; 0,2; 0,5).

*Достоинствами* электродинамических приборов являются:

- возможность использования в цепях постоянного и переменного тока;
- одинаковые показания на постоянном и переменном токе, что позволяет поверять их на постоянном токе;
- высокая точность, а также стабильность показаний во времени.

*К недостаткам* электродинамических приборов относятся:

- малая чувствительность;
- большое собственное потребление энергии;
- влияние внешних магнитных полей на показания прибора.

Внешнее магнитное поле вызывает появление дополнительного вращающего момента, что приводит к появлению погрешности.

Электродинамические измерительные механизмы плохо переносят механические воздействия – удары, тряску и вибрацию.

### **3.5. Электростатические измерительные преобразователи. Области применения**

Принцип действия электростатических измерительных механизмов основан на взаимодействии двух электрически заряженных электродов, один из которых подвижный. При перемещении подвижного электрода изменяется емкость системы заряженных тел. В настоящее время практическое применение получили два типа электростатических измерительных механизмов.

1. Поверхностные механизмы, в которых изменение ёмкости системы осуществляется за счет изменения активной площади электродов (рис. 3.6).
2. Линейные механизмы, в которых ёмкость изменяется за счет изменения расстояния между электродами (рис. 3.7).

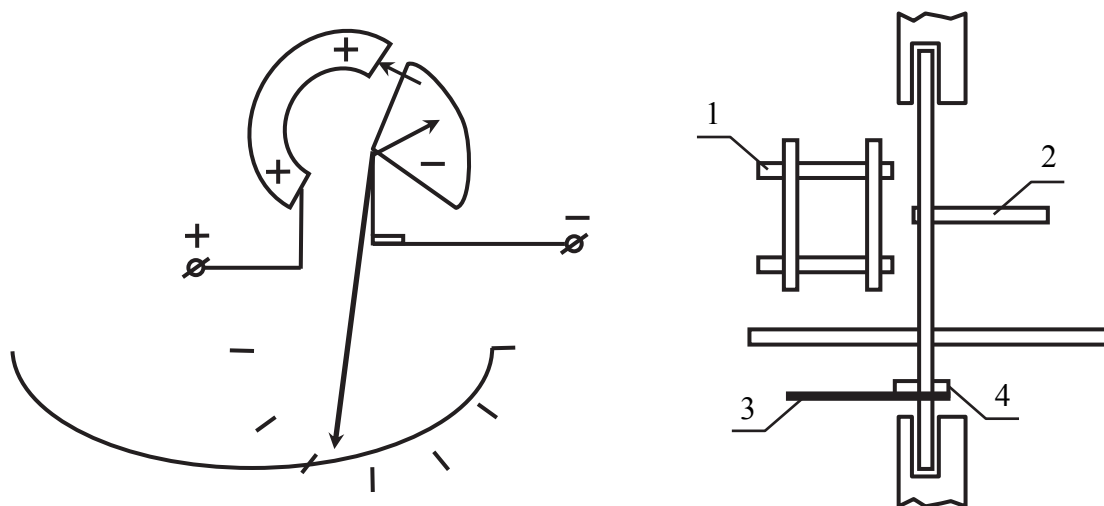


Рис. 3.6. Поверхностный электростатический измерительный механизм

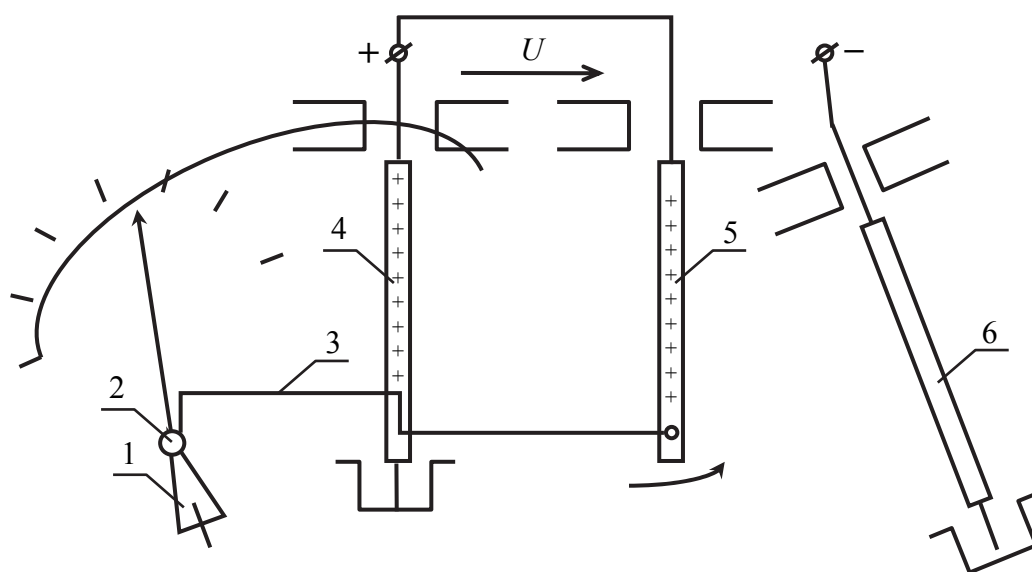


Рис. 3.7. Линейный электростатический измерительный механизм

Неподвижный электрод состоит из двух параллельных металлических пластин *1*, а подвижный – из секторообразной алюминиевой пластины *2*, укрепленной на оси вместе с указательной стрелкой *3* и одним из концов спиральной пружины *4*. К подвижному и неподвижному электродам подводится напряжение, создающее между ними электрическое поле.



Под действием электрических сил притяжения подвижная пластина 2 втягивается в пространство между неподвижными пластинами 1, изменяя при этом активную площадь электродов, а следовательно, и ёмкость системы.

Движение пластины 2 продолжается до тех пор, пока вращающий момент не станет равным противодействующему моменту, создаваемому спиральной пружиной 4.

Повышения чувствительности измерительных механизмов добиваются увеличением числа подвижных и неподвижных пластин, закреплением подвижной части на растяжках и применением светового указателя. Успокоители могут быть как магнитоиндукционные, так и воздушные. Поверхностный измерительный механизм используется главным образом для создания вольтметров на низкие напряжения. Примером такого прибора является электростатический вольтметр типа С-50 с пределами измерений от 30 В до 3 кВ.

Между неподвижными пластинами 4 и 6 перемещается подвижная пластина 5, подвешенная на металлической ленточке. Пластина 5 электрически соединена с пластиной 4 и изолирована от пластины 6. При подведении к пластинам напряжения одноимённо заряженные пластины отталкиваются, а разноимённо заряженные притягиваются. Перемещаясь, пластина 5 через тягу 3 поворачивает ось 2, на которой жёстко укреплен указатель. Противодействующий момент создаётся весом пластины 5, а успокоение осуществляется с помощью магнитоиндукционного успокоителя 1.

Линейные измерительные механизмы применяются в киловольтметрах. Примером служит киловольтметр С-196 с тремя пределами измерения: 7,5–15–30 кВ.

Энергия электрического поля системы заряженных электродов

$$W_э = \frac{1}{2}CU^2, \quad (3.28)$$

где  $C$  – ёмкость данной системы;

$U$  – напряжение, приложенное к электродам.

Вращающий момент

$$M_{вр} = \frac{dW_э}{d\alpha} = \frac{1}{2}U^2 \frac{dC}{d\alpha}, \quad (3.29)$$

где  $dC / d\alpha$  – изменение ёмкости в зависимости от положения подвижного электрода.

Уравнение шкалы прибора имеет вид

$$\alpha = \frac{1}{2K} \frac{dC}{d\alpha} U^2. \quad (3.30)$$

Следовательно, угол поворота подвижной части электростатического механизма пропорционален квадрату постоянного напряжения или квадрату действующего (среднеквадратического) значения переменного напряжения на его зажимах.

Выбором формы подвижных и неподвижных электродов и их взаимным расположением добиваются такой зависимости  $dC / da$ , при которой шкала близка к равномерной на 75–85 % её длины.

Электростатические измерительные механизмы, как следует из их принципа действия, могут применяться только как вольтметры для непосредственного измерения напряжения постоянного и переменного токов.

Одним из важнейших свойств электростатических вольтметров является ничтожно малое собственное потребление энергии при установившихся показаниях прибора. Поэтому, несмотря на малые значения вращающих моментов, они иногда применяются для измерения сравнительно низких напряжений в цепях с источниками малой мощности. Основное же назначение электростатических вольтметров – это измерение высоких напряжений (до десятков и сотен киловольт).

На показания электростатических вольтметров не влияют температура окружающей среды, частота и форма кривой напряжения, а также внешние магнитные поля. Поэтому они могут применяться для измерения напряжения в широком диапазоне частот (от 20 Гц до 30 МГц).

Из внешних факторов наибольшее влияние оказывают электрические поля, которые наводят дополнительные заряды на пластинах прибора, изменяя его показания. Уменьшение дополнительной погрешности от внешнего электрического поля достигается применением экранов.

По точности электростатические вольтметры соответствуют чаще всего классам 1; 1,5 и 2,5.

К *достоинствам* приборов электростатической системы относятся:

- их универсальность (т. е. способность измерять постоянные и переменные напряжения);
- широкий частотный диапазон;
- малое потребление энергии;
- высокая надежность;
- независимость показаний от внешних магнитных полей.

К *недостаткам* относятся:

- нелинейность шкалы (из-за нелинейности около 5 % шкалы в её начале вообще не используется);
- низкая чувствительность;
- сравнительно невысокая точность;
- зависимость показаний от внешних электрических полей.

### 3.6. Логометрические преобразователи

К логометрам относятся электроизмерительные приборы с электрическим противодействующим моментом. Показания таких приборов пропорциональны отношению электрических величин (обычно – отношению электрических токов). Используются логометры следующих систем: магнитоэлектрические с подвижными рамками, магнитоэлектрические с подвижными магнитами, электромагнитные, электродинамические, ферродинамические, индукционные.

В настоящем учебнике рассматриваются магнитоэлектрические логометры с подвижными рамками (рис. 3.8).

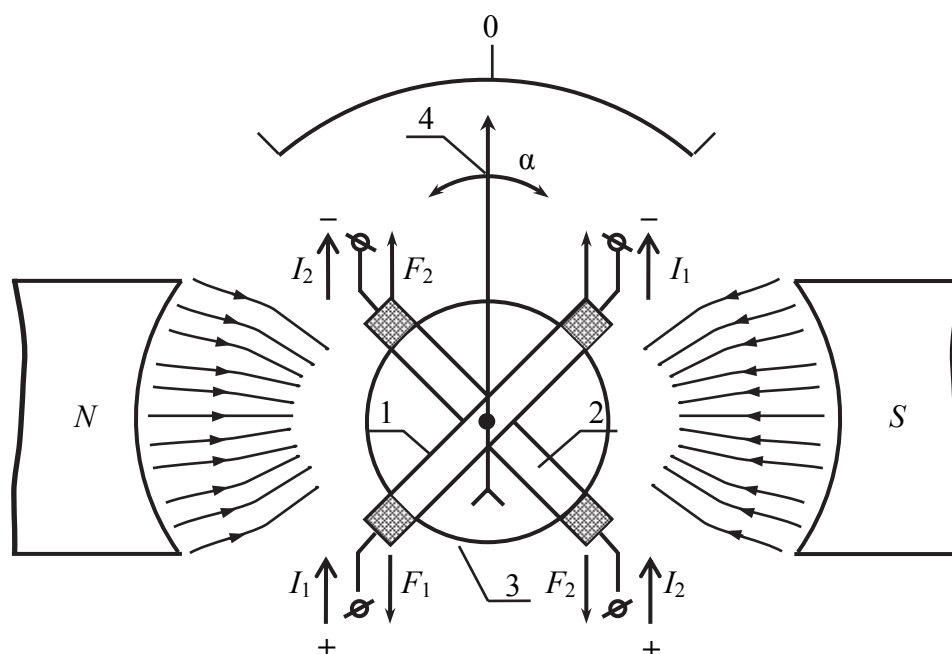


Рис. 3.8. Схема логометра магнитоэлектрической системы с подвижными рамками

Рамки 1 и 2 жестко скреплены друг с другом и со стрелкой, которая перемещается вдоль проградуированной шкалы. По обмотке первой рамки протекает ток  $I_1$ , по обмотке второй рамки – ток  $I_2$ . К внешним цепям обмотки рамок подключаются с помощью безмоментных токоподводов (на схеме токоподводы не показаны). Создаваемое постоянным магнитом магнитное поле в воздушном зазоре прибора неравномерно из-за эллиптического ферромагнитного сердечника: в центральной части системы индукция магнитного поля больше, а на периферии – меньше.

При взаимодействии тока  $I_1$ , протекающего по обмотке первой рамки, и магнитного поля возникает пара сил  $F_1-F_1$ . Пара сил  $F_1-F_1$  создаёт

вращающий момент  $M_1$ , который стремится повернуть рамки и указатель против часовой стрелки:

$$M_1 = I_1 \cdot f_1(\alpha), \quad (3.31)$$

где  $I_1$  – ток в обмотке первой рамки;

$\alpha$  – угол поворота подвижной части прибора.

При взаимодействии тока  $I_2$ , протекающего по второй обмотке, и магнитного поля возникает пара сил  $F_2 - F_2$ , создающих вращающий момент  $M_2$ . Вращающий момент  $M_2$  стремится повернуть рамки и указатель по часовой стрелке:

$$M_2 = I_2 \cdot f_2(\alpha), \quad (3.32)$$

где  $I_2$  – ток в обмотке второй рамки.

Отметим, что из-за неравномерности магнитного поля вращающие моменты  $M_1$  и  $M_2$  возрастают при перемещении рамок с обмотками к центру и, наоборот, уменьшаются при перемещении рамок с обмотками к периферии.

При равенстве вращающих моментов  $M_1$  и  $M_2$  движение рамок и стрелки (указателя) прекращается. В этом случае:

$$I_1 \cdot f_1(\alpha) = I_2 \cdot f_2(\alpha), \quad (3.33)$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{f_2(\alpha)}{f_1(\alpha)} = f_3(\alpha). \quad (3.34)$$

Решая уравнение (3.34) относительно угла поворота  $\alpha$ , получаем

$$\alpha = F\left(\frac{I_1}{I_2}\right). \quad (3.35)$$

Полученное выражение (3.35) называется уравнением шкалы логометров магнитоэлектрической системы с подвижными рамками.

Уравнение шкалы свидетельствует, что показания магнитоэлектрических логометров пропорциональны отношению токов, протекающих по обмоткам рамок прибора.

### 3.7. Расширение пределов измерения тока и напряжения

Простейшими вольтметрами и амперметрами (а точнее, милливольтметрами и микроамперметрами) могут служить рассмотренные приборы, снабжённые входными зажимами для подключения к объектам измерения.

Такое применение приборов позволяет измерять напряжения в диапазоне до нескольких десятков милливольт и токов – до нескольких миллиам-

пер. Исключение составляют специальным образом выполненные приборы электромагнитной системы, позволяющие непосредственно измерять силу тока в несколько сотен ампер, и вольтметры электростатической системы.

Для расширения пределов измерения напряжения применяют добавочные резисторы, делители напряжения, а на переменном токе – измерительные трансформаторы напряжения.

Для расширения пределов измерения силы тока применяют шунты, а на переменном токе – измерительные трансформаторы тока.

Схема электромеханического вольтметра любой системы (кроме электростатической) на несколько пределов измерения приведена на рис. 3.9.

Вольтметр состоит из электромеханического прибора и добавочных резисторов с коммутирующим устройством. Сопротивления добавочных резисторов вольтметров на схеме рис. 3.9, *а* вычисляют по формуле

$$R_{дi} = U_{прi} / (I_{и} - r_{и}), \quad (3.36)$$

а вольтметров по схеме рис. 3.9, *б* – по формулам

$$R_{д1} = U_{пр1} / (I_{и} - r_{и}); \quad R_{д2} = U_{пр2} / I_{и} - (r_{и} + R_{д1}), \quad (3.37)$$

где  $U_{прi}$  – *i*-й верхний предел измерения вольтметра;

$R_{дi}$  – сопротивление добавочного резистора соответствующего предела измерения;

$I_{и}$  – ток предельного (полного) отклонения указателя измерительного прибора;

$r_{и}$  – сопротивление рамки (катушки) измерительного прибора.

На постоянном токе делители напряжения выполняют из активных резисторов (рис. 3.10, *а*), а на переменном токе – из активных резисторов или конденсаторов (рис. 3.10, *б*). Последние применяются с вольтметрами переменного тока.

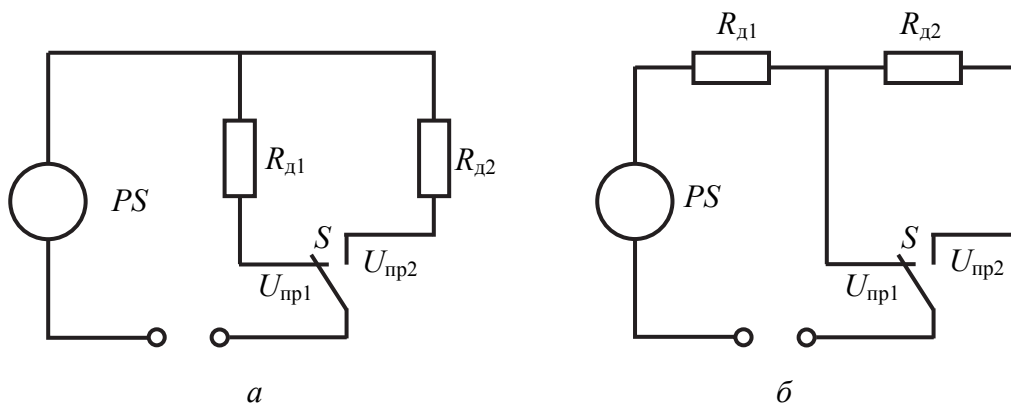


Рис. 3.9. Расширение пределов измерения напряжения

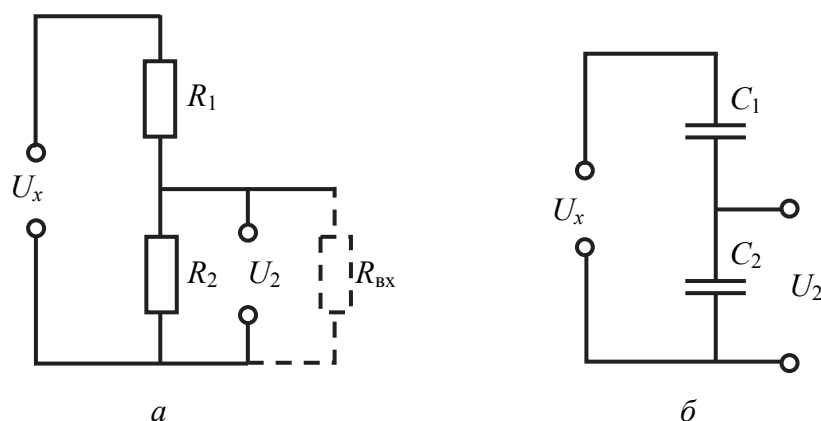


Рис. 3.10. Схема делителей напряжения:  
а - активного; б - емкостного

Напряжение на выходе активного делителя напряжения (рис. 3.10, а) при выполнении условия  $R_{вх} \gg R_2$

$$U_2 = U_x \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) = U_x k_{\pi}, \quad (3.38)$$

где  $k_{\pi}$  – коэффициент передачи напряжения делителя.

При относительно невысоком входном сопротивлении вольтметра ( $R_{вх}$  всего в несколько раз больше  $R_2$ ) коэффициент передачи напряжения зависит от  $R_{вх}$ .

Чтобы учесть влияние входного сопротивления вольтметра, в формулу (3.38) нужно вместо  $R_2$  подставить эквивалентное сопротивление, полученное параллельным соединением  $R_2$  и  $R_{вх}$ .

Коэффициент передачи ёмкостного делителя напряжения (рис. 3.10, б) при условии, что входная ёмкость вольтметра  $C_{вх} \ll C_2$  и активная составляющая входного сопротивления  $R_{вх} \gg [1 / \omega C_2]$ , определяется выражением

$$k_{\pi} = C_1 / (C_1 + C_2), \quad (3.39)$$

и расчёт ёмкостей делителя производится аналогично расчету сопротивлений резисторов активного делителя напряжения.

Если же общая ёмкость делителя напряжения не может быть относительно большой и ёмкость делителя  $C_2$  оказывается соизмеримой со входной ёмкостью вольтметра  $C_{вх}$ , то расчёт делителя напряжения ведется с учётом ёмкости  $C_{вх}$  или сама ёмкость  $C_{вх}$  считается ёмкостью делителя  $C_2$ .

Для расширения пределов измерения приборов по току применяются шунты, представляющие собой резистор, параллельно которому подключается рамка (или катушка) прибора (рис. 3.11, а).

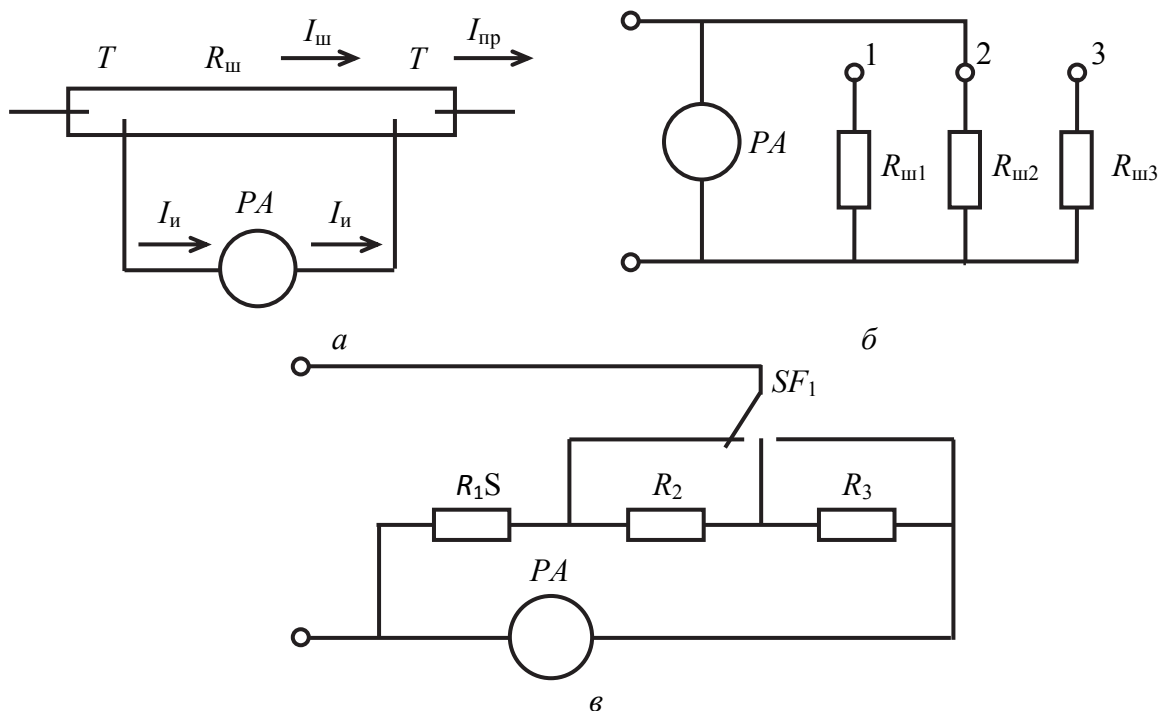


Рис. 3.11. Схемы расширения пределов

Сопротивление шунта определяется по формуле

$$R_{\text{ш}} = \frac{I_{\text{и}} r_{\text{и}}}{I_{\text{ш}}} = \frac{r_{\text{и}}}{n - 1}, \quad (3.40)$$

где  $R_{\text{ш}}$  – сопротивление шунта;

$r_{\text{и}}$  – сопротивление рамки (катушки) измерителя;

$I_{\text{и}}$  – ток полного отклонения измерителя;

$I_{\text{ш}}$  – ток шунта;

$n = I_{\text{пр}} / I_{\text{и}}$  – коэффициент расширения пределов измерения;

$I_{\text{пр}}$  – рассчитываемый предел измерения амперметра.

Рассчитанное сопротивление шунта должно быть обеспечено между потенциальными зажимами шунта. В измеряемую цепь амперметр включают токовыми зажимами  $T$ . Подключение измерителя к токовым зажимам приводит к резкому возрастанию погрешностей измерения и может вывести измеритель из строя, так как из-за возможного плохого контакта провода цепи с шунтом через обмотку измерителя может пойти ток, многократно превышающий ток полного отклонения измерителя.

Наряду с однопредельными амперметрами, выполняемыми по схеме рис. 3.11, *а*, широко применяют многопредельные амперметры по схеме рис. 3.11, *б*, *в*.

Шунты амперметра по схеме рис. 3.11, *б* рассчитывают по формуле (3.40). Подключение пределов измерения таких амперметров можно делать

или безобрывным переключателем, или обычным после обесточивания измеряемой цепи, иначе возможны многократная перегрузка измерителя и перегорание его рамки (катушки) или токопроводящих пружин.

Многопредельный универсальный шунт (рис. 3.11, в) позволяет переключать пределы измерения без разрыва контролируемой цепи.

Сопротивления его резисторов рассчитывают по формуле

$$n_i = I_{\text{при}} / I_{\text{и}} = (R_{\text{ши}} + r_{\text{и}} + R_{\text{ди}}) / R_{\text{ши}} = R / R_{\text{ши}}, \quad (3.41)$$

где  $I_{\text{при}}$  –  $i$ -й предел измерения;

$R_{\text{ши}}$  – суммарное сопротивление резисторов, подключенных непосредственно между входными зажимами амперметра на  $i$ -м пределе измерения;

$R_{\text{ди}}$  – суммарное сопротивление резисторов, подключенных последовательно с рамкой (катушкой) измерителя на  $i$ -м пределе измерения;

$R$  – общее сопротивление контура «измеритель – резисторы».

Для схемы на рис. 3.11, в:

$R_{\text{ш1}} = R_1 + R_2 + R_3$  и  $R_{\text{д1}} = 0$  – на первом пределе измерения;

$R_{\text{ш2}} = R_2 + R_3$  и  $R_{\text{д2}} = R_1$  – на втором;

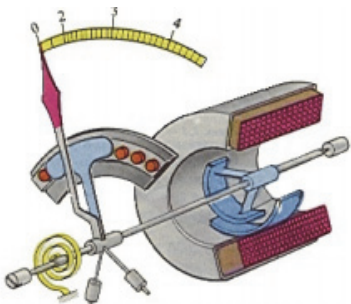
$R_{\text{ш3}} = R_3$  и  $R_{\text{д3}} = R_2 + R_1$  – на третьем.

### 3.8. Метрологические характеристики электромеханических преобразователей

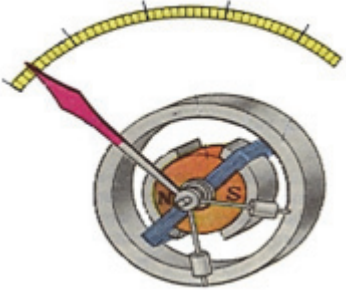
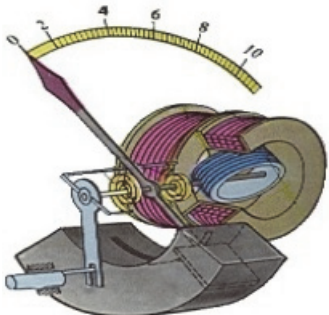
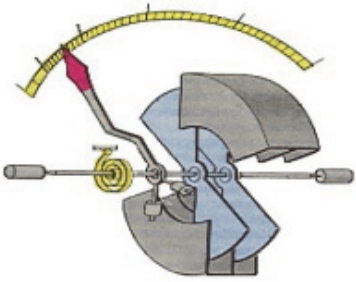
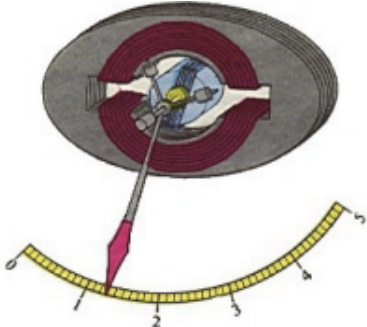
Метрологические характеристики магнитоэлектрических, электромагнитных, электродинамических, ферродинамических, электростатических и индукционных измерительных преобразователей представлены в табл. 3.1.

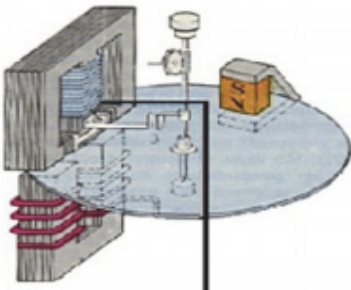
Таблица 3.1

Метрологические характеристики электромеханических преобразователей

Наименование системы, функциональная схема	Уравнение шкалы, применение	Частотный диапазон, класс точности, потребление мощности
<p><b>Электромагнитная</b></p> 	$\alpha = \frac{1}{2W} I^2 \frac{dL}{d\alpha},$ <p>где <math>I^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt</math>; <math>L</math> – индуктивность катушки. Щитовые и лабораторные переносные низкочастотные амперметры, вольтметры</p>	<p><math>F = 0 \dots 5</math> кГц Класс точности 0,5...2,5 <math>P_{\text{соб}} \approx 1 \dots 6</math> Вт</p>



Наименование системы, функциональная схема	Уравнение шкалы, применение	Частотный диапазон, класс точности, потребление мощности
<p><b>Магнитоэлектрическая</b></p> 	$\alpha = I \frac{\Psi_0}{W},$ <p>где <math>\Psi_0 = B \cdot S \cdot \omega</math>; <math>B</math> – индукция в зазоре; <math>S</math> – площадь рамки; <math>\omega</math> – число витков рамки; <math>W</math> – удельный противодействующий момент, создаваемый пружиной. Переносные, лабораторные, многопредельные амперметры, вольтметры постоянного тока</p>	<p>Постоянный ток Класс точности 0,05...0,5 <math>P_{\text{соб}} \approx 10^{-5} \dots 10^{-4}</math> Вт</p>
<p><b>Электродинамическая</b></p> 	$\alpha = \frac{1}{W} I_1 \cdot I_2 \cos \theta \frac{dM}{d\alpha},$ <p>где <math>\theta</math> – угол между токами; <math>M</math> – коэффициент взаимной индуктивности. Лабораторные приборы низкочастотные высокого класса точности</p>	<p><math>F = 0 \dots 5</math> кГц Класс точности 0,1...0,2 <math>P_{\text{соб}} = 1</math> Вт</p>
<p><b>Электростатическая</b></p> 	$\alpha = \frac{1}{2W} U^2 \frac{dC}{d\alpha},$ <p>где <math>U^2 = \frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt</math>; <math>C</math> – ёмкость между пластинами. Высокочастотные лабораторные и высоковольтные вольтметры</p>	<p><math>F = 0 \dots 30</math> кГц Класс точности 0,5...1,5 <math>P_{\text{соб}} &lt; 1</math> мВт</p>
<p><b>Ферродинамическая</b></p> 	$\alpha = S I_n I_p \cos \psi,$ <p>где <math>I_n</math> – ток в неподвижной катушке; <math>I_p</math> – ток в подвижной катушке. Щитовые и лабораторные переносные низкочастотные амперметры, вольтметры</p>	<p><math>F = 0,5 \dots 1</math> кГц Класс точности 1,5...2,5 <math>P_{\text{соб}} &lt; 1</math> Вт</p>

Наименование системы, функциональная схема	Уравнение шкалы, применение	Частотный диапазон, класс точности, потребление мощности
<p><b>Индукционная</b></p> 	$W = \frac{k_2}{k_1} 2\pi N = CN,$ <p>где <math>C</math> – номинальная постоянная счетчика (количество энергии, учитываемое счетчиком за один оборот диска). Счетчики электрической энергии</p>	$F = 50 \dots 400$ Гц Класс точности $1,5 \dots 4,0$ $P_{\text{собр}} < 1$ Вт

\*\*\*

В данной главе изложены сведения о различных электромеханических измерительных приборах, получивших широкое распространение в качестве щитовых приборов, встроенных в образцы вооружения и военной техники (ВВТ). Они просты в эксплуатации, могут применяться в неблагоприятных условиях. Кроме того, они используются в качестве составной части аналоговых электронных измерительных приборов. Знание особенностей конструкции основных типов электромеханических приборов, принципа их действия и особенностей поверки является важным условием качественного технического обслуживания ВВТ.

На подвижную часть измерительного механизма электромеханического прибора при ее движении воздействуют: вращающий момент  $M_{\text{вр}}$ ; противодействующий момент  $M_{\text{пр}}$  и момент успокоения (демпфирования)  $M_{\text{у}}$ ; при использовании измерительного механизма в цепях с частотой 50 Гц и выше его коэффициент передачи определяется постоянной составляющей вращающего момента за период  $T$  измерения электрической величины; в статическом режиме установившееся отклонение подвижной части измерительного механизма определяется равенством вращающего и противодействующего моментов; выражение (3.8) является уравнением шкалы электромеханических приборов в статическом режиме.

Приборы с магнитоэлектрическими измерительными механизмами применяют в цепях постоянного тока. Для измерения переменного напряжения совместно с магнитоэлектрическими приборами используют выпрямительные преобразователи.

Зависимость угла отклонения подвижной части электромагнитного прибора от тока нелинейна, и поворот подвижной части одинаков как при постоянном токе, так и при переменном токе, имеющем действующее зна-

чение, равное значению постоянного тока. Эти приборы применяются в основном для измерения тока и напряжения в цепях переменного тока промышленной частоты в качестве щитовых приборов.

### Контрольные вопросы

1. Перечислите основные системы электромеханических приборов и дайте сравнительные характеристики по параметрам.
2. Почему магнитоэлектрический механизм работоспособен только на постоянном токе? Что предпринимается для использования его в приборах переменного тока?
3. Назовите источники погрешностей магнитоэлектрического механизма.
4. Какие системы электромеханических приборов являются высокочастотными?
5. В чем состоит принцип работы электромагнитных измерительных преобразователей?
6. Назовите источники погрешностей электромагнитного механизма.
7. Перечислите основные узлы электродинамических измерительных преобразователей.
8. Назовите источники погрешностей электродинамического механизма.
9. В чем состоит принцип работы электростатических измерительных преобразователей?
10. Назовите источники погрешностей электростатического механизма.

## Глава 4. ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЙ

### 4.1. Значения измеряемых напряжений: амплитудное, среднее, среднеквадратическое, средневыпрямленное

Измерение напряжения и силы тока – наиболее распространенный вид измерений. Эти измерения осуществляются в широком диапазоне частот – от постоянного тока и инфранизких частот (сотые доли герца) до сверхвысоких частот (гигагерц) и в диапазоне измеряемых значений напряжения и тока – соответственно от нановольт и наноампер до сотен киловольт и килоампер при большом разнообразии форм измеряемого напряжения и тока.

Измерение постоянных напряжения и силы тока заключается в нахождении их значений и определении полярности. Целью измерения переменных напряжения и силы тока является нахождение какого-либо их параметра.

Переменный ток промышленной частоты имеет синусоидальную форму и характеризуется мгновенным, среднеквадратическим, средневыпрямленным значениями, амплитудой и фазой.

В электронике наряду с сигналами синусоидальной формы широко используют и несинусоидальные сигналы. Такие сигналы характеризуются пиковыми значениями (максимальными значениями из всех мгновенных значений) в положительных или отрицательных полуволнах ( $X_{\max}$  + и  $X_{\min}$  –) среднеквадратическим и средневыпрямленным значениями, а также средним значением, часто называемым постоянной составляющей.

Среднее значение равно среднему арифметическому всех мгновенных значений за период:

$$X_{\text{cp}} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt . \quad (4.1)$$

Средневыпрямленное значение определяют как среднее арифметическое абсолютных мгновенных значений за период:

$$X_{\text{св}} = \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)| dt . \quad (4.2)$$

Среднеквадратическое значение находят как корень квадратный из среднего за период квадрата мгновенных значений:

$$X_{\text{скз}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt} . \quad (4.3)$$

Для периодических колебаний любой формы связь между амплитудой и среднеквадратическим значением

$$X_m = K_a X_{\text{скз}}, \quad (4.4)$$

где  $K_a$  – коэффициент амплитуды.

Средневыпрямленное и среднеквадратическое значение связаны между собой коэффициентом формы:

$$X_{\text{скз}} = K_{\text{ф}} X_{\text{св}}, \quad (4.5)$$

Электронные вольтметры представляют собой сочетание электронного преобразователя и магнитоэлектрического или цифрового измерительного прибора.

В отличие от вольтметров электромеханической группы электронные вольтметры постоянного и переменного токов имеют высокие входное сопротивление и чувствительность, а также малое потребление тока от измерительной цепи. Электронные аналоговые и цифровые вольтметры позволяют производить измерения в широком диапазоне напряжений и частот.

По роду тока электронные вольтметры делятся на *вольтметры постоянного напряжения, переменного напряжения, универсальные* (постоянного и переменного напряжения в одном приборе) и *импульсные*. Кроме того, выпускаются вольтметры с частотно-избирательными свойствами – *селективные*.

## 4.2. Стрелочные вольтметры

### 4.2.1. Классификация, структурная схема. Основные узлы

Электронные аналоговые и цифровые вольтметры позволяют производить измерения в широком диапазоне напряжений и частот.

Классифицируют электронные вольтметры по ряду признаков.

1. По назначению – вольтметры постоянного, переменного и импульсного напряжений; универсальные, фазочувствительные, селективные.

2. По способу измерения – приборы непосредственной оценки и приборы сравнения.

3. По характеру измеряемого значения напряжения – амплитудные (пиковые), среднего квадратического значения, средневыпрямленного значения.

4. По частотному диапазону – низкочастотные, высокочастотные, сверхвысокочастотные.

Кроме того, все электронные приборы можно разделить на две большие группы: аналоговые электронные со стрелочным отсчетом (или,

как еще их называют, стрелочные) и приборы дискретного типа с цифровым отсчетом.

В соответствии с общепринятыми обозначениями отечественным электронным вольтметрам присваивается индекс «В». Например, вольтметр ВК7-16А: комбинированный (К) – может измерять сопротивление; (7) – универсальный на постоянный и переменный ток; (16) – номер разработки; (А) – модификация. Вольтметры постоянного тока имеют индексацию В2, а вольтметры переменного тока – В3.

Для измерения напряжения и тока применяются как методы непосредственной оценки, так и методы сравнения.

Выбор методов и средств измерений напряжения и силы тока обуславливается требуемой точностью измерений, амплитудным и частотным диапазонами измеряемого сигнала, мощностью, потребляемой прибором от измерительной цепи и т. д.

При измерении напряжения методом непосредственной оценки вольтметр подключается параллельно тому участку цепи, на котором измеряется напряжение. Для уменьшения методической погрешности измерения собственное потребление вольтметра должно быть мало, а его входное сопротивление велико. Поэтому в схемах электроники при измерении в маломощных цепях применение электромеханических приборов ограничено. Более предпочтительно использование электронных вольтметров.

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

Электронный аналоговый вольтметр в самом общем виде состоит (рис. 4.1):

- из входного устройства;
- измерительного преобразователя;
- электроизмерительного прибора.

Входное устройство вольтметра обычно состоит из делителей напряжения – аттенуаторов, с помощью которых изменяют пределы измерения, и эмиттерного (катодного) повторителя (в приборах с предварительным усилителем), служащего для создания высокого входного сопротивления прибора.

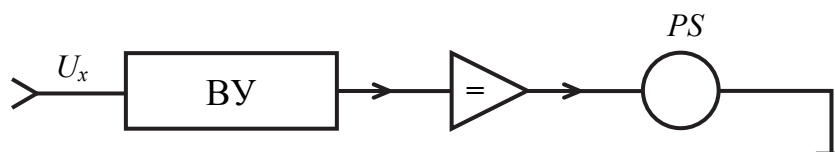


Рис. 4.1. Обобщённая структурная схема аналогового вольтметра

Измерительным преобразователем вольтметра для измерения постоянного напряжения служит усилитель постоянного тока, а для измерения переменного напряжения – детектор, применяемый обычно в сочетании с усилителем (переменного напряжения – до детектора или постоянного напряжения – после него).

Электроизмерительные приборы в большинстве случаев – это магнитоэлектрические стрелочные микроамперметры.

Усилитель постоянного тока служит для увеличения мощности исследуемого сигнала до уровня, достаточного для получения значительного отклонения указателя стрелочного прибора.

Электронные вольтметры переменного напряжения выполняют по структурным схемам, представленным на рис. 4.2.

Для приборов, измеряющих переменное напряжение, характерны три варианта структурной схемы, что зависит от типа преобразователя (рис. 4.2, а, б, в).

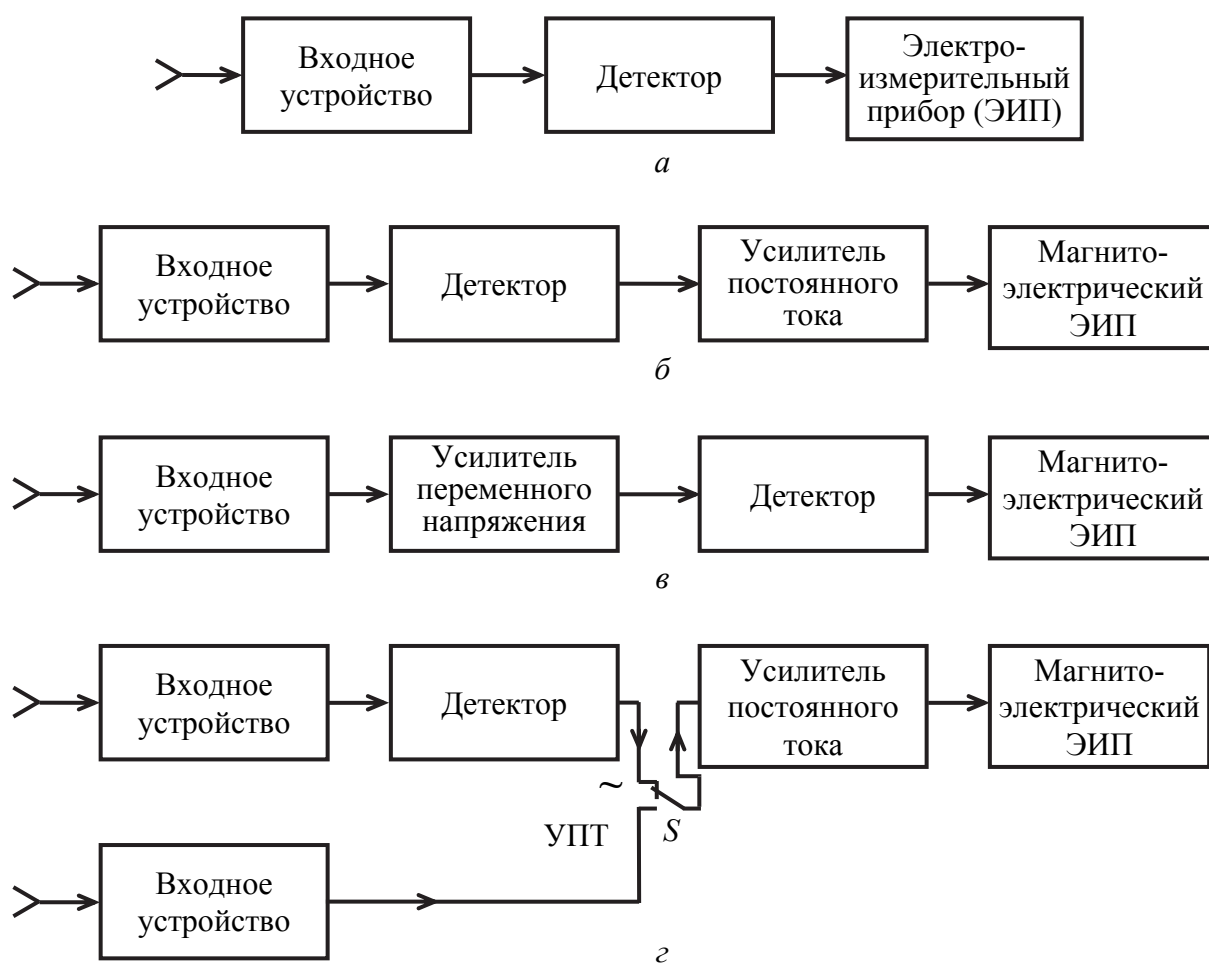


Рис. 4.2. Структурные схемы электронных вольтметров переменного напряжения

Первый вариант приведён на рис. 4.2, *а*. Принцип действия такого вольтметра заключается в преобразовании переменного напряжения в постоянное, которое измеряется стрелочным электроизмерительным прибором. Вольтметры, построенные по схеме, изображенной на рис. 4.2, *а*, пригодны лишь для измерения напряжений значительного уровня. У вольтметров, измеряющих малые напряжения, преобразователь состоит из детектора и усилителя (рис. 4.2, *б, в*).

Вольтметры, выполненные по первой структурной схеме (рис. 4.2, *б*), отличаются очень широкой рабочей областью частот и применяются для измерения напряжений высоких частот вплоть до 1 ГГц.

Приборы, выполненные по второй схеме (рис. 4.2, *в*), имеют более узкую полосу, ограниченную полосой пропускания усилителя переменного напряжения (как правило, до 10–50 МГц). Однако такая схема позволяет получить более высокую чувствительность, чем предыдущая, поскольку перед детектором включён усилитель. Подобные схемы используют в микровольтметрах, причём основным фактором, ограничивающим нижний предел измеряемого напряжения, являются собственные шумы усилителя.

При сочетании схем, приведённых на рис. 4.2, *а* и *б* в одном приборе получается универсальный вольтметр для измерения как переменных, так и постоянных напряжений. Его структурная схема изображена на рис. 4.2, *г*.

## 4.2.2. Преобразователи электронных вольтметров

### 4.2.2.1. Пиковый детектор

Отклонение указателя вольтметра амплитудных значений прямо пропорционально амплитудному (пиковому) значению переменного напряжения независимо от формы входного напряжения. В аналоговых вольтметрах амплитудных значений используются пиковые детекторы с открытым или закрытым входом.

Рассмотрим принцип действия пикового детектора с открытым входом (рис. 4.3).

В положительные полупериоды входного напряжения конденсатор  $C$  через диод  $VD$  заряжается практически до  $U_{\max}$ . В отрицательные полупериоды конденсатор  $C$  разряжается через резистор  $R$  (рис. 4.4). Постоянную времени разряда  $\tau_p = RC$  выбирают много большей периода  $T_x$  на минимальной частоте. Тогда за время  $t_3 - t_2$  выходное напряжение практически остаётся неизменным и равным максимальному значению входного напряжения,  $U_{\text{вых}}$ . Если напряжение  $U_{\text{вх}}$  содержит постоянную составляющую  $U_0$ , то выходное напряжение детектора равно пиковому  $U_{\text{пик}} = U_0 + U_{\max}$ . При изменении полярности включения диода выходное напряжение детектора равно  $U_{\text{пик}} = -U_0 + U_{\max}$ .



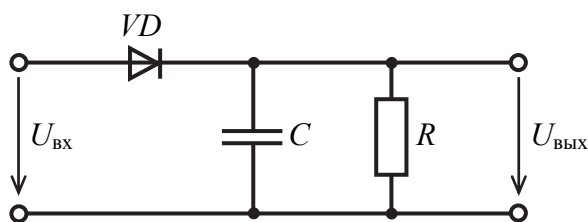


Рис. 4.3. Схема пикового детектора с открытым входом

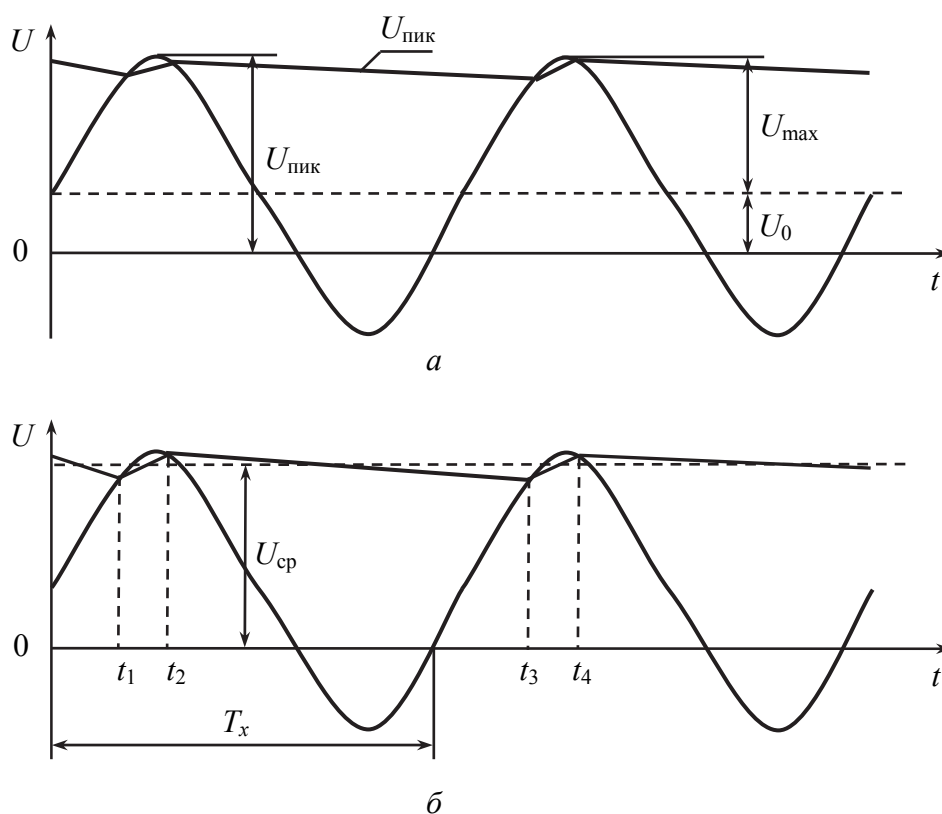


Рис. 4.4. Эпюры напряжений, поясняющие работу пикового детектора с открытым входом

Рассмотрим принцип действия пикового детектора с закрытым входом (рис. 4.5).

Конденсатор  $C$  заряжается практически до максимального значения  $U_C = U_{\max}$  (рис. 4.6). При этом выходное напряжение детектора оказывается равным разности напряжений на конденсаторе:  $U_C = U_{\max}$  и входного сигнала  $u = -U_{\max} + U_{\max} \sin(\omega t)$ . С помощью фильтра  $R_{\phi}C_{\phi}$  выделяется постоянная составляющая напряжения  $U_0 = -U_{\max}$ . Выходное постоянное напряжение на выходе фильтра равно максимальному значению входного напряжения:  $U_{\text{вых}} = -U_{\max}$ .

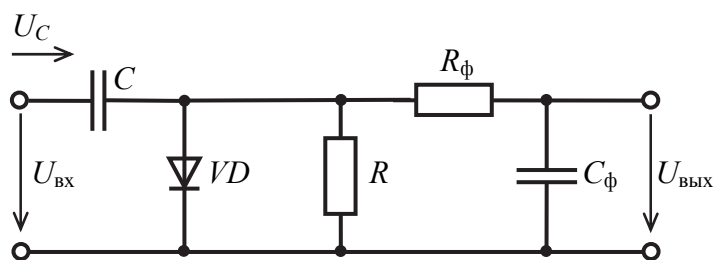


Рис. 4.5. Пиковый детектор с закрытым входом

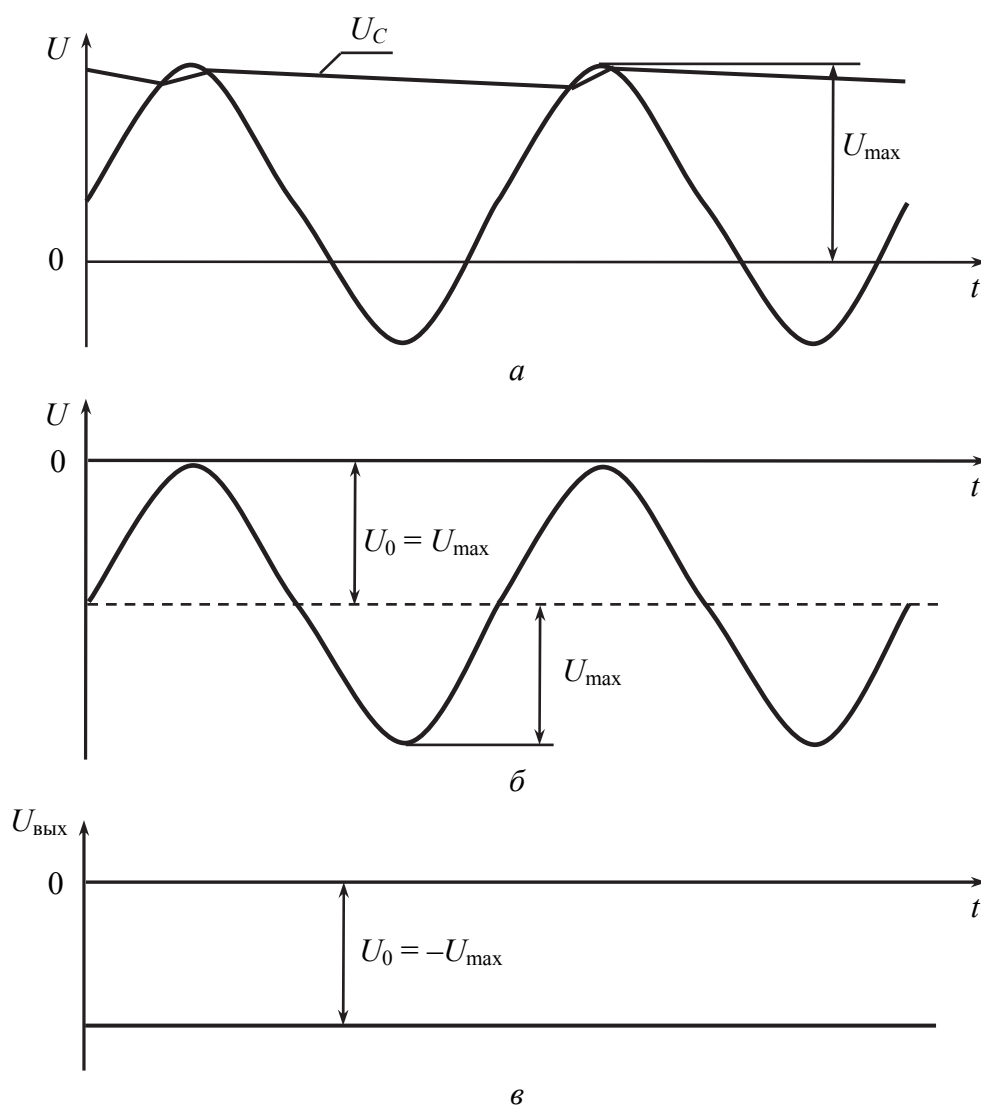


Рис. 4.6. Эпюры напряжений, поясняющие работу пикового детектора с закрытым входом

Рассмотрим принцип действия вольтметра, имеющего амплитудный детектор с закрытым входом, построенного по схеме уравновешивающего преобразования (рис. 4.7).

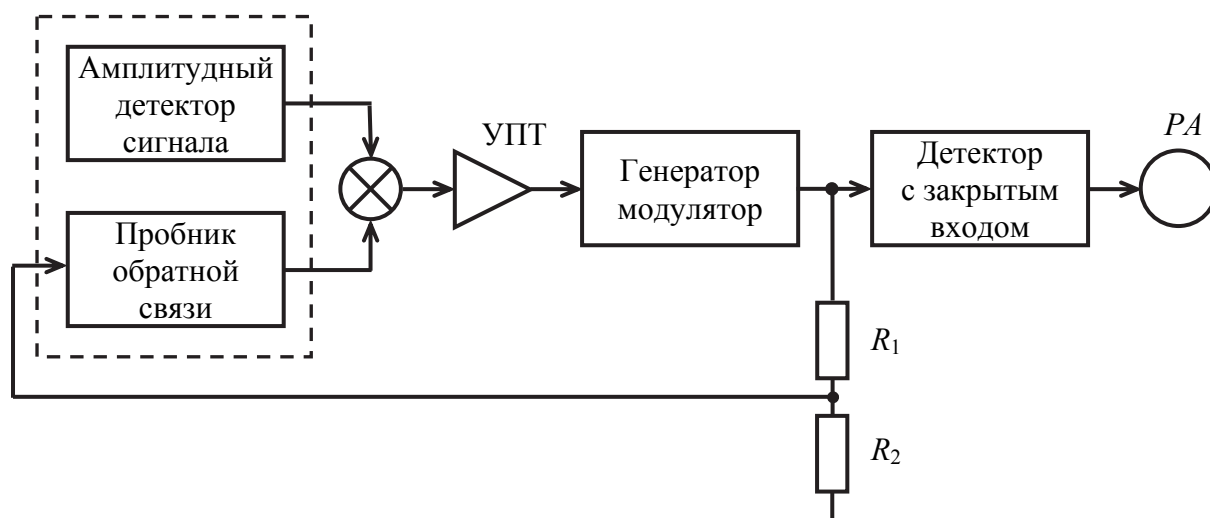


Рис. 4.7. Упрощённая структурная схема вольтметра максимальных значений

Детекторы сигнала и обратной связи помещены в одном корпусе для выравнивания температурного поля вокруг диодов, чем компенсируется температурная погрешность. Если выходные напряжения детекторов  $U_x$  и  $U_{oc}$  неодинаковые, то на вход усилителя постоянного тока подаётся разностное напряжение, которое усиливается и используется для управления уровнем выходного напряжения генератора-модулятора, добиваясь равенства измеряемого напряжения обратной связи  $U_{oc}$ .

По подобной схеме работают вольтметры ВЗ-36, ВЗ-49. Их основная погрешность измерения на частотах до 30 МГц составляет 4...6 %, на частотах до 1 ГГц – 15...25 %. Приборы, оснащенные подобными преобразователями, обладают наибольшим частотным диапазоном.

Шкалы амплитудных вольтметров градуируются, как правило, в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения, поэтому погрешность измерения напряжений с большим уровнем гармонических составляющих велика.

#### 4.2.2.2. Детектор средневыпрямленного значения

Вольтметры с такими детекторами содержат преобразователь переменного напряжения в постоянное, пропорциональное средневыпрямленному значению измеряемого напряжения.

Измеряемое напряжение поступает на входное устройство ВУ, которое обеспечивает расширение пределов измерения. Затем напряжение подается на вход широкополосного усилителя А1 и после усиления на преобразователь переменного напряжения в постоянное (рис. 4.8).

Схема охвачена глубокой отрицательной обратной связью, напряжение обратной связи снимается с резистора  $R_3$  и подаётся на вход усилителя А1. Вследствие обратной связи исключается влияние диодов на коэф-

коэффициент преобразования преобразователя переменного напряжения в постоянное. Кроме того, уменьшается нестабильность и нелинейность амплитудной характеристики усилителя. В диагональ диодного моста включён магнитоэлектрический прибор, показания которого соответствуют средневыпрямленному значению входного напряжения.

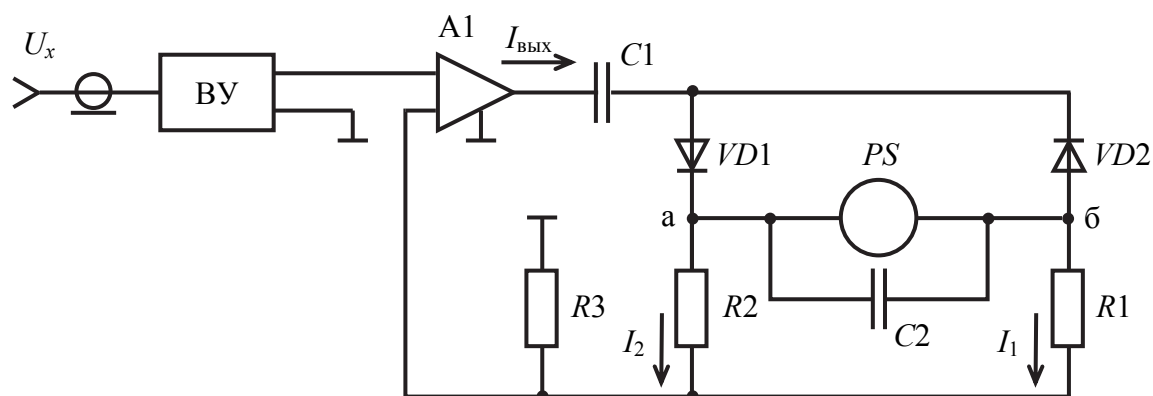


Рис. 4.8. Функциональная схема электронного вольтметра средневыпрямленных значений

При использовании в качестве преобразователя двухполупериодного выпрямителя отклонение подвижной части измерительного механизма

$$\alpha = \frac{BSI_{\text{cp}}}{K}. \quad (4.6)$$

Если на входе действует переменное периодическое напряжение ( $U_{\text{вх}}(t) = K_{\text{ВУ}}U_x(t)$ ), то среднее значение тока, протекающего через измерительный механизм,

$$I_{\text{cp}} = K_{\text{ВУ}} \frac{U_{\text{cp}}}{R_3}. \quad (4.7)$$

Следовательно, угол поворота подвижной части измерительного механизма

$$\alpha = \frac{BSK_{\text{ВУ}} \cdot U_{\text{cp}}}{K R_3}. \quad (4.8)$$

Уравнение преобразования вольтметра линейно и его показания пропорциональны средневыпрямленному значению измеряемого напряжения.

Погрешность вольтметра включает следующие составляющие: погрешность измерительного механизма; неидентичность выпрямительных плеч диодного моста; неравномерность частотной характеристики входного устройства; нестабильность элементов схемы.

Серийные вольтметры ВЗ-38, ВЗ-39, ВЗ-44 построены по схеме, подобной рассмотренной. Современные вольтметры средневыпрямленных значений обеспечивают измерение напряжений от десятых долей милливольта до сотен вольт в диапазоне частот 20 Гц...10 МГц. Основная погрешность составляет 2,5...10 %.

#### 4.2.2.3. Квадратичный детектор

*Детектор среднеквадратического значения* – это измерительный преобразователь переменного напряжения в постоянное, пропорциональное квадрату среднеквадратического значения переменного напряжения. Измерение среднеквадратического значения напряжения связано с выполнением квадрирования, усреднения и извлечением квадратного корня

Первые операции осуществляются детектором, а операция извлечения корня должна выполняться градуировкой аналогового измерительного прибора, подключаемого к выходу детектора среднеквадратического значения. Таким образом, детектор среднеквадратического значения должен иметь квадратичную функцию преобразования, а сам нелинейный элемент – квадратичную вольтамперную характеристику (ВАХ).

В качестве нелинейного элемента детектора, имеющего квадратичную ВАХ, можно, например, использовать начальный участок ВАХ полупроводникового диода. Однако этот участок имеет очень малую протяжённость, а полупроводниковые диоды – большой разброс параметров на этом участке характеристики. Поэтому большее распространение получили детекторы на основе диодной цепочки (рис. 4.9). Такая цепочка позволяет получить квадратичную ВАХ в результате кусочно-линейной аппроксимации параболической кривой.

*Детектор с диодной цепочкой* обладает значительной нестабильностью параметров, обусловленной нестабильностью элементов. Частотный диапазон ограничен снизу свойствами трансформатора, сверху – паразитными параметрами: индуктивностью проводов, собственной ёмкостью, и составляет 20 Гц...100 кГц.

Входное напряжение  $U_x$  подводится к широкополосному трансформатору. С помощью диодов  $VD_0$  осуществляется двухполупериодное выпрямление. Делители напряжения подключены к общему стабилизированному источнику напряжения  $U_{ст}$ . Они подобраны так, что каждый диод получает постоянное смещение  $U_1, U_2, U_3$ .

Если входное напряжение  $U_x$  не превышает значения  $U_1$ , то ток протекает через диоды  $VD_0$ . Если  $U_1 < U_x < U_2$ , то ток протекает через диоды  $VD_0$  и  $VD_1$ , в результате чего крутизна зависимости тока от напряжения увеличивается. Ток через прибор  $I_{и} = i_1 + i_2$ . Если  $U_x > U_2$ , то ток протекает через диоды  $VD_0, VD_1, VD_2$  и равен  $i_1 + i_2 + i_3$ , крутизна зависимости тока от

напряжения увеличивается ещё больше. Подбирая сопротивление делителей, можно осуществить кусочно-линейную аппроксимацию ВАХ диодов.

Таким образом, квадратичная характеристика синтезируется из начальных участков характеристик ряда диодных ячеек.

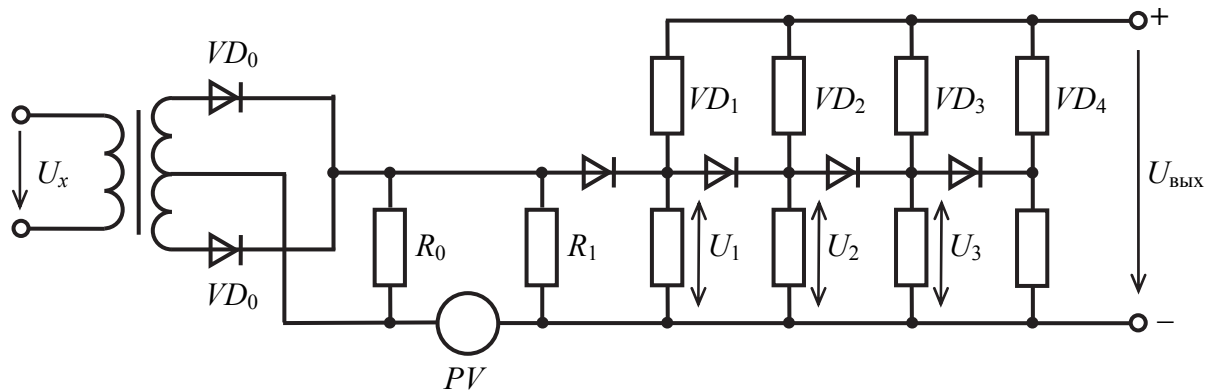


Рис. 4.9. Квадратичный преобразователь с диодной цепочкой

Коэффициент преобразования детектора по току

$$K'_d = \frac{I}{U^2}, \quad (4.9)$$

где  $I$  – среднее значение тока на выходе преобразователя,

$U$  – среднеквадратическое значение входного напряжения.

При использовании в преобразователе магнитоэлектрического прибора усреднение осуществляется прибором, а операция извлечения квадратного корня реализуется градуировкой шкалы. Тогда показания прибора будут:

$$\alpha = \sqrt{K'_d U^2} = K_d U, \quad (4.10)$$

где  $K_d$  – коэффициент преобразования детектора среднеквадратического значения по отклонению.

### 4.2.3. Термоэлектрические преобразователи

**Термоэлектрические преобразователи** имеют большой частотный диапазон, но меньшую чувствительность, что требует использования предварительного усилителя. Другой недостаток состоит в квадратичной шкале вольтметра, что создает в работе с приборами дополнительные трудности.

Наибольшее применение находят резисторные термоэлектрические преобразователи и термоэлектрические преобразователи, реализующие метод взаимных преобразований.

Рассмотрим принцип действия резисторного термоэлектрического преобразователя (рис. 4.10).

Входное напряжение разогревает резистор  $R_1$ , опорное напряжение постоянного тока – резистор  $R_2$ . В контуре управления по балансной схеме включены два воспринимающих тепло транзистора  $VT_1, VT_2$ , а также инвертирующий усилитель, который регулирует температуру резистора  $R_2$  до равенства её температуре резистора  $R_1$ , т. е. до наступления баланса моста. Когда достигнуто равновесие, значение постоянного напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}$  пропорционально среднеквадратическому значению напряжения  $U_x$  на входе схемы.

По схеме, аналогичной рассмотренной, построены вольтметры среднеквадратических значений ВЗ-40.

Другой термоэлектрический преобразователь реализует метод взаимных преобразований (рис. 4.11).

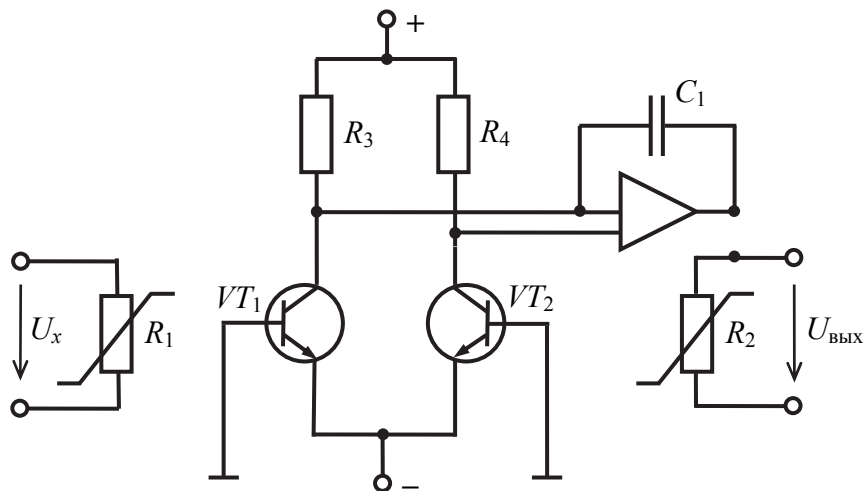


Рис. 4.10. Схема преобразователя среднеквадратических значений с терморезисторами

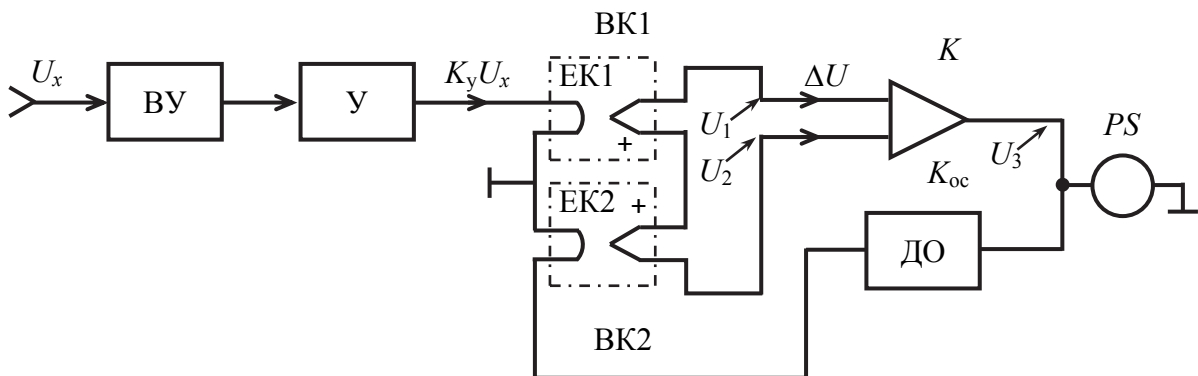


Рис. 4.11. Структурная схема вольтметра с термоэлектрическим преобразователем, реализующим метод взаимных преобразований

Два термоэлектрических преобразователя ВК1 и ВК2 с косвенным подогревом включены встречно на входе усилителя постоянного тока (УПТ). На подогреватель ЕК1 поступает усиленный измеряемый сигнал  $K_y U_x$ , где  $K_y$  – коэффициент преобразования входной цепи и усилителя, а нагреватель ЕК2 подключен через делитель обратной связи (ДО) к выходу УПТ.

Термопреобразователи имеют термоЭДС:

$$E_1 = K_1 I_1^2; E_2 = K_2 I_2^2,$$

где  $K_1, K_2$  – коэффициенты, зависящие от свойств термопреобразователей;  $I_1, I_2$  – среднеквадратические значения токов, протекающих через нагреватели термопар и пропорциональные среднеквадратическому значению измеряемого напряжения и напряжения обратной связи.

Так как  $I_1 = K_y U_x$ ,  $I_2 = K_{oc} U_3$ , то  $E_1 = K_1 K_y^2 U_x^2$ ,  $E_2 = K_2 K_{oc}^2 U_3^2$ . При большом коэффициенте усиления УПТ его входной сигнал  $\Delta U = E_1 - E_2 \approx 0$ , следовательно,  $E_1 \approx E_2$ ,  $K_1 K_y^2 U_x^2 = K_2 K_{oc}^2 U_3^2$  и отклонение указателя измерительного механизма

$$\alpha = S U_3 = S \frac{K_y}{K_{oc}} \sqrt{\frac{K_1}{K_2}} U_x. \quad (4.11)$$

Уравнение преобразования вольтметра линейно и его показания пропорциональны среднеквадратическому значению измеряемого напряжения.

Погрешность вольтметра включает следующие составляющие: погрешность измерительного механизма; неидентичность термопреобразователей; неравномерность частотной характеристики усилителя широкополосного; нестабильность элементов схемы.

Схема позволяет реализовать милливольтметр, измеряющий среднеквадратические значения напряжения от единиц милливольт до сотен вольт (с делителем) в диапазоне частот 20 Гц...50 МГц с основной погрешностью 2,5...10 %.

По схеме, аналогичной рассмотренной, построены вольтметры среднеквадратических значений ВЗ-45, ВЗ-46, ВЗ-57.

#### 4.2.4. Усилители

В электронных аналоговых вольтметрах применяются как усилители переменного, так и усилители постоянного тока. Первые включаются в схему до преобразователя, а вторые после. УПТ обычно выполняет роль усилителя мощности, который усиливает мощность входного измеряемого сигнала до такой величины, которая достаточна для приведения в действие механизма магнитоэлектрического прибора. УПТ согласует малое внут-



ренное сопротивление магнитоэлектрического прибора с высоким сопротивлением нагрузки преобразователя или входного аттенюатора.

В электронных вольтметрах УПТ должны иметь высокую стабильность коэффициента усиления и малый дрейф выходной величины. Часто их выполняют по мостовой схеме с применением отрицательной обратной связи (ООС), которая повышает стабильность работы УПТ и делает её мало чувствительной к перегрузкам. Характеристика усилителя, выполненного по мостовой схеме с ООС, линейна в достаточно широких пределах.

В микровольтметрах постоянного тока, где от УПТ требуется очень большое усиление и малый дрейф нуля, часто используют усилители с преобразованием напряжения постоянного тока в напряжение переменного тока, так называемые усилители типа модулятор – демодулятор (МДМ). В них напряжение постоянного тока преобразуется с заданной частотой в напряжение переменного тока, амплитуда которого пропорциональна значению напряжения постоянного тока, а фаза при изменении полярности напряжения меняется на противоположную.

В состав УПТ (рис. 4.12) входят: Г – генератор; М – модулятор; У – усилитель переменного тока; ДМ – демодулятор; И – интегратор.

Усилитель охвачен отрицательной обратной связью, ДО – делитель обратной связи.

Рассмотрим временную диаграмму напряжений, поясняющую работу вольтметра (рис. 4.13).

Генератор управляет модулятором и демодулятором ( $U_G$ ), представляющими собой в простейшем случае аналоговые ключи, синхронно замыкая и размыкая их. На выходе модулятора возникает однополярный импульсный сигнал ( $U_M$ ), среднее значение которого пропорционально разности между измеряемым напряжением ( $U_x$ ) и сигналом обратной связи ( $U_k$ );  $U_M = U_x - U_k$ .

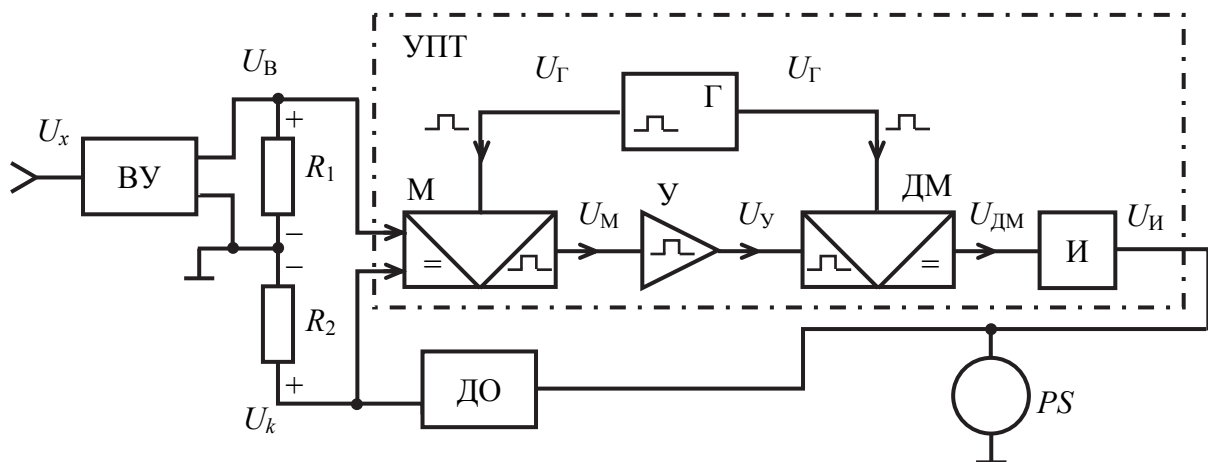


Рис. 4.12. Структурная схема вольтметра с УПТ МДМ

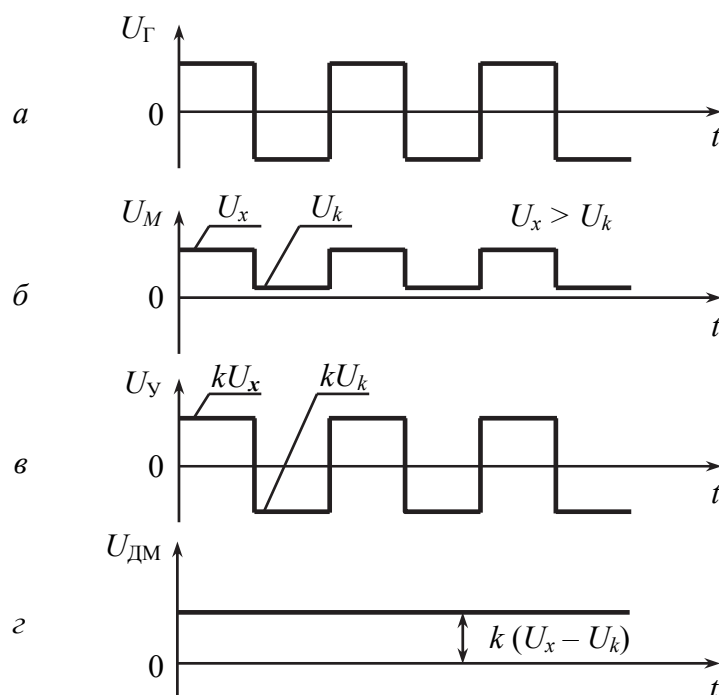


Рис. 4.13. Эпюры напряжений в контрольных точках УПТ

Усилитель переменного тока усиливает разностный сигнал в  $k$  раз, «обрезая» постоянную составляющую. В демодуляторе выделяется постоянная составляющая усиленного сигнала. Применение управляемого демодулятора позволяет определить, какое напряжение больше –  $U_x$  или  $U_k$ . Постоянное напряжение на выходе демодулятора  $U_{DM} = k(U_x - U_k)$  увеличивается, если  $U_x > U_k$ , и уменьшается, если  $U_x < U_k$  (рис. 4.13, г). Изменение напряжения  $U_{DM}$  будет происходить до тех пор, пока  $U_k$  не станет равным  $U_x$ . В этом случае установившееся значение

$$U_{DM} = U_x k / (1 + K_D k), \quad (4.12)$$

где  $K_D$  – коэффициент передачи делителя обратной связи (ДО).

Напряжение  $U_{DM}$  подаётся на магнитоэлектрический измерительный механизм, показания которого пропорциональны входному напряжению и в случае  $K_D k \gg 1$ :

$$U_{DM} = \frac{1}{K_D} U_x, \quad (4.13)$$

откуда  $U_x = K_D U_{DM}$ .

Для переключения пределов измерения предусмотрено изменение коэффициента передачи  $K_D$  цепи обратной связи, а также коэффициент передачи входного устройства. Пределы измерения можно изменять от нескольких микровольт до нескольких сотен вольт.

Усилители переменного тока, стоящие перед преобразователем, должны иметь высокую чувствительность, большое значение и высокую стабильность коэффициента усиления, малые искажения и широкую полосу пропускания. Для выполнения этих условий в таких усилителях применяют ООС.

Усилители переменного тока можно использовать отдельно от основной схемы вольтметра как измерительные усилители.

#### 4.2.5. Зависимость показаний вольтметров от формы измеряемого напряжения

Важнейшей характеристикой вольтметра является его градуировочная характеристика, устанавливающая соотношение между показанием прибора  $A_{\text{п}}$  и значением определенного параметра  $A$  напряжения, подводимого ко входу прибора:  $A = cA_{\text{п}}$ . При этом,  $c$  – коэффициент, зависящий от типа детектора и измеряемого параметра, обеспечивающий получение прямого отсчета при измерении данного параметра.

Шкалы подавляющего большинства стрелочных электронных вольтметров, предназначенных для измерения переменных напряжений, градуируют в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения. Это объясняется тем, что при измерении гармонического напряжения преимущественно интересуются его среднеквадратическим значением. Если детектор у вольтметра квадратичный, то  $c = 1$ . Тогда показание прибора непосредственно дает среднеквадратическое значение напряжения, т. е.  $A_{\text{п}} = U$ . При детекторах других типов коэффициент  $c$  отличен от 1.

При измерении амплитудных параметров одного и того же сигнала возможны различные показания вольтметров. Это определяется типом преобразователя. На практике связь между пиковым (амплитудным), среднеквадратическим и средневыпрямленными значениями напряжения для сигналов различной формы характеризуется коэффициентами амплитуды  $K_{\text{а}}$  и формы  $K_{\text{ф}}$

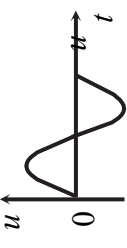
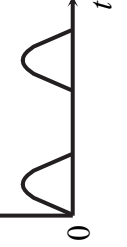
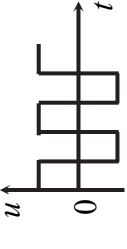
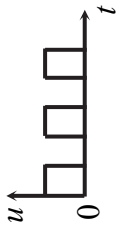
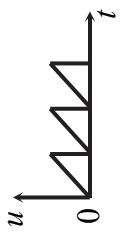
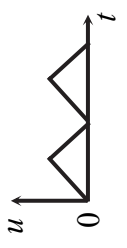
$$K_{\text{а}} = \frac{U_m}{U}, \quad K_{\text{ф}} = \frac{U}{U_{\text{св}}}. \quad (4.14)$$

Значения коэффициентов для некоторых часто используемых сигналов приведены в табл. 4.1.

Данные табл. 4.1 подтверждают, что измерение параметров несинусоидальных напряжений нужно проводить очень вдумчиво, с большим вниманием. Применять приборы с детекторами не того значения напряжения, которое нужно измерять, целесообразно лишь тогда, когда отсутствуют вольтметры, непосредственно измеряющие интересующий нас параметр.

Таблица 4.1

Значения коэффициентов амплитуды и формы сигнала

Параметр	Форма сигнала					
						
$U_{\max}$	$U_m$	$U_m$	$U_m$	$U_m$	$U_m$	$U_m$
$U_{\text{ср}}$	0	$\frac{U_{\max}}{\pi}$	0	$\frac{U_{\max}}{2}$	$\frac{U_{\max}}{2}$	$\frac{U_{\max}}{2}$
$U_{\text{срв}}$	$\frac{2U_{\max}}{\pi}$	$\frac{U_{\max}}{\pi}$	$U_m$	$\frac{U_{\max}}{2}$	$\frac{U_{\max}}{2}$	$\frac{U_{\max}}{2}$
$U_{\text{скз}}$	$\frac{U_{\max}}{\sqrt{2}}$	$\frac{U_{\max}}{2}$	$U_m$	$\frac{U_{\max}}{\sqrt{2}}$	$\frac{U_{\max}}{\sqrt{3}}$	$\frac{U_{\max}}{1,75}$
$K_{\phi}$	1,11	$\frac{\pi}{2}$	1	$\sqrt{2}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$
$K_a$	$\sqrt{2}$	2	1	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}$	1,75

#### 4.2.6. Погрешности стрелочных вольтметров на низких и высоких частотах

Основными составными частями стрелочного электронного вольтметра служат измерительный преобразователь и стрелочный электроизмерительный прибор. Последний содержит меру и выполняет операцию сравнения. От его класса точности зависит общая погрешность электронного вольтметра. Рационально выбрав стрелочный измерительный прибор, можно сделать так, чтобы вносимая им погрешность не превосходила отведенной ему доли общей погрешности.

Наибольшую составляющую погрешности дает измерительный преобразователь, состоящий из детектора и усилителя.

Рассмотрим погрешности пикового детектора. Прежде всего подчеркнём ещё раз, что при закрытом входе измеряется пиковое значение напряжения без постоянной составляющей. В случае исследования периодической последовательности прямоугольных импульсов с большой скважностью  $Q$  это практически не влияет на показания вольтметра (мала постоянная составляющая  $U_0 = U_m / Q$ ). При малой скважности, когда постоянная составляющая значительна, погрешность измерения становится весьма существенной. Отсчет по прибору  $U'_m$  меньше истинной амплитуды импульса  $U_m$  на величину  $U_Q$  и относительная погрешность

$$\delta_{U_m} = \frac{U'_m - U_m}{U_m} = \frac{U_m - U_0 - U_m}{U_m} = -\frac{1}{Q}. \quad (4.15)$$

Эта погрешность систематическая. Ее можно учесть, внося поправку.

Весомая методическая погрешность связана с тем, что среднее напряжение  $U_{cp}$  на конденсаторе пикового детектора всегда меньше измеряемого пикового значения  $U_{max}$  (рис. 4.14), так как конденсатор  $C$  успевает несколько разрядиться в интервале между двумя соседними пиками положительных полувольт входного напряжения. Определим эту погрешность для гармонического сигнала.

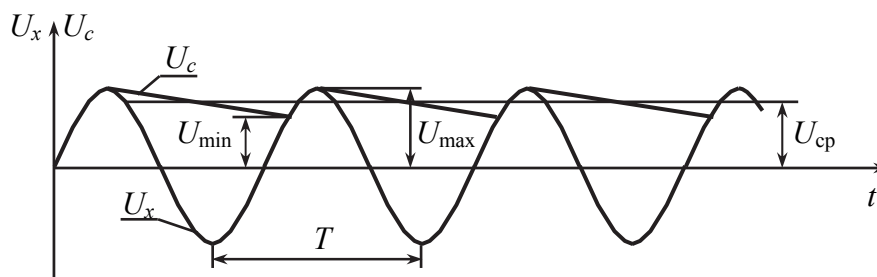


Рис. 4.14. К определению методической погрешности пикового детектора

Напряжение на конденсаторе при его разряде через резистор сопротивления  $R$  характеризуется следующей зависимостью:

$$U_c = U_{\max} e^{-\frac{t}{RC}} \approx U_{\max} \left(1 - \frac{t}{RC}\right). \quad (4.16)$$

Через интервал  $t \approx T$  напряжение достигает минимального значения:

$$U_{\min} \approx U_{\max} \left(1 - \frac{T}{RC}\right). \quad (4.17)$$

Среднее напряжение на конденсаторе

$$U_{\text{cp}} \approx \frac{U_{\max} + U_{\min}}{2} \approx U_{\max} \left(1 - \frac{T}{2RC}\right). \quad (4.18)$$

Таким образом, относительная погрешность преобразования детектором измеряемого пикового значения напряжения в постоянное

$$\delta \approx \frac{U_{\text{cp}} + U_m}{U_m} \approx -\frac{T}{2RC}. \quad (4.19)$$

Для получения малой погрешности  $\delta$  необходимо выполнение условия  $RC \gg T$ .

Когда измеряется пиковое значение напряжения импульсов периодической последовательности, то при больших скважностях погрешность измерения может оказаться значительной. Она обусловлена тем, что за время, пока длится импульс, конденсатор пикового детектора не успевает полностью зарядиться, а в течение паузы между импульсами он существенно разряжается. В таких случаях среднее напряжение, устанавливающееся на конденсаторе за период  $T$ , заметно меньше  $U_m$ .

Эту погрешность определяют из условия сохранения заряда: заряд, теряемый конденсатором за время паузы  $T - \tau_{\text{и}} \approx T$ , равен заряду, сообщаемому конденсатору за время импульса  $\tau_{\text{и}}$ :

$$\delta_{U_m} = -\frac{Q}{\frac{R}{R_i + R_{\text{и}}} + Q}, \quad (4.20)$$

где  $R$  – сопротивление нагрузки;

$R_i$  – внутреннее сопротивление диода;

$R_{\text{и}}$  – выходное сопротивление исследуемого источника.

Входное активное сопротивление пикового детектора при измерении импульсных напряжений находят из условия баланса энергий: энергия,

подводимая за время  $\tau_{и}$  действия импульса к входному сопротивлению,  $W_1 = -\frac{U_m^2}{R_{вх}} \tau_{и}$ , равна энергии, расходуемой на нагрузочном резисторе сопро-

тивлением  $R$  за время паузы между импульсами:  $W_2 = -\frac{U_c^2}{R}(T - \tau_{и})$ . Полагая, что  $U_c \approx U_m$  и  $T - \tau_{и} \approx T$ , получаем

$$R_{вх} \approx -R \frac{\tau_{и}}{T} = \frac{R}{Q}. \quad (4.21)$$

Таким образом, входное сопротивление детектора оказывается в  $Q$  раз меньше сопротивления  $R$  его нагрузки.

Погрешность, вносимая квадратичным детектором типа диодной цепочки, обусловлена главным образом погрешностью кусочно-линейной аппроксимации квадратичной ВАХ (параболической кривой). Увеличение числа участков разбиения позволяет снизить эту погрешность до весьма малого значения.

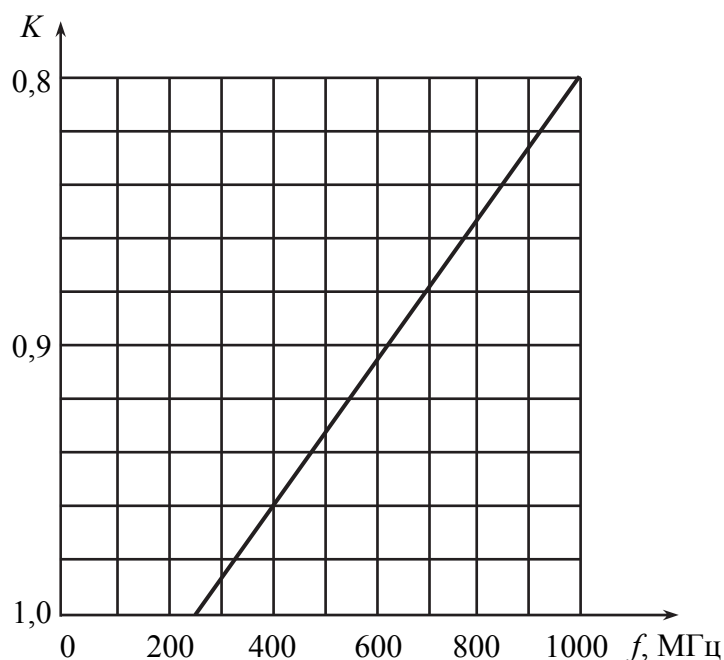


Рис. 4.15. Градуировочная характеристика детектора вольметра В7-36

Определённую погрешность могут вносить и усилители. В схеме детектор – усилитель постоянного тока источником погрешности является дрейф УПТ. Современная техника конструирования таких усилителей располагает арсеналом средств, обеспечивающих построение усилителей с малым дрейфом (по сравнению с остальными составляющими погрешно-

сти прибора). В схеме усилитель переменного напряжения – детектор погрешности могут вызываться нестабильностью параметров схемы усилителя, недостаточной его широкополосностью, а также вносимыми им нелинейными искажениями. Последнее обстоятельство приводит к изменению формы кривой напряжения, подводимого к детектору. При этом показания вольтметра не соответствуют измеряемому параметру напряжения.

При измерении напряжения с частотой свыше 300 МГц с целью повышения точности измерений путём исключения систематической погрешности показания стрелочных вольтметров следует умножать на поправочный множитель  $K$ , который определяется в ходе градуировки детектора на различных частотах. Пример градуировочной характеристики детектора вольтметра В7-36 приведён на рис. 4.15.

### 4.3. Цифровые вольтметры

#### 4.3.1. Классификация цифровых вольтметров постоянного напряжения

По виду измеряемой величины цифровые вольтметры делятся на следующие виды:

- вольтметры постоянного тока;
- переменного тока (средневыпрямленного или среднего квадратического значения);
- импульсные вольтметры – для измерения параметров видео- и радиоимпульсных сигналов;
- универсальные вольтметры, предназначенные для измерения напряжения постоянного и переменного тока, а также ряда других электрических и неэлектрических величин (сопротивления, температуры и прочее).

Принцип работы цифровых измерительных приборов основан на дискретном и цифровом представлении непрерывных измеряемых величин. Схема такого прибора состоит из входного устройства, АЦП, цифрового отсчетного устройства и управляющего устройства (рис. 4.16).

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

АЦП преобразует аналоговый сигнал в цифровой, представляемый цифровым кодом. Процесс аналого-цифрового преобразования составляет сущность любого цифрового прибора, в том числе и вольтметра. Использование в АЦП цифровых вольтметров двоично-десятичного кода облегчает обратное преобразование цифрового кода в десятичное число, отражаемое цифровым отсчетным устройством.



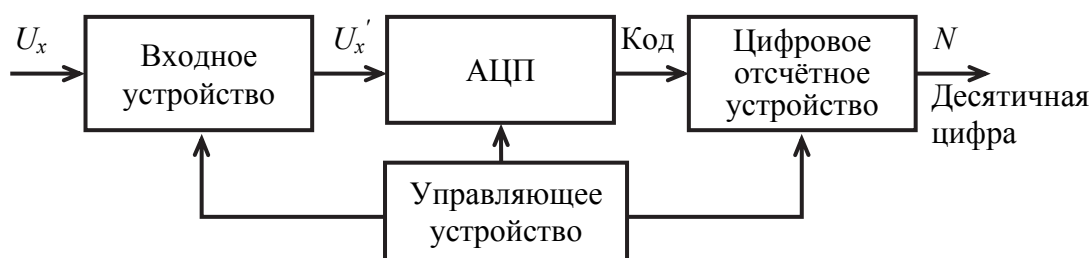


Рис. 4.16. Упрощённая структурная схема цифрового вольтметра

Цифровое отсчетное устройство измерительного прибора регистрирует измеряемую величину. Управляющее устройство объединяет и управляет всеми узлами вольтметра.

Цифровые вольтметры могут измерять мгновенное значение и среднее за какой-то интервал времени значение напряжения. Цифровые вольтметры последнего типа принято называть интегрирующими.

В зависимости от способа сравнения с эталонным напряжением различают цифровые вольтметры прямого и уравнивающего преобразования.

В **цифровых вольтметрах прямого преобразования** измеряемое напряжение после усиления (ослабления) преобразуется во временной интервал, частоту или цифровой код. По методу прямого преобразования измеряемой величины в цифровой эквивалент различают цифровые вольтметры с времяимпульсным преобразованием, кодоимпульсным преобразованием, частотно-импульсным преобразованием.

**Цифровые вольтметры уравнивания** выполняются по замкнутой схеме с обратной связью. В них измеряемое значение сравнивается с изменяющимся эталонным напряжением. Различают цифровые вольтметры следящего и развертывающего уравнивания.

При следящем уравнивании значение дискретной уравнивающей величины изменяют таким образом, чтобы разность между измеряемой и эталонной величинами стремилась к нулю. Приборы такого типа могут следить за изменением измеряемой величины.

При развёртывающем уравнивании компенсирующее напряжение независимо от измеряемого изменяется по определенному, например, линейному, закону. Цикл измерения заканчивается после достижения компенсирующим напряжением измеряемого напряжения.

#### 4.3.2. Цифровые вольтметры с временным преобразованием

Принцип действия цифровых вольтметров с времяимпульсным преобразованием заключается в преобразовании измеряемого постоянного напряжения  $U_x$  в пропорциональный интервал времени  $T_x$  заполнения этого интервала импульсами с известным периодом следования  $T_{ст}$  и последующим их счетом. Измеренное значение  $U_x$  пропорционально количеству импульсов.

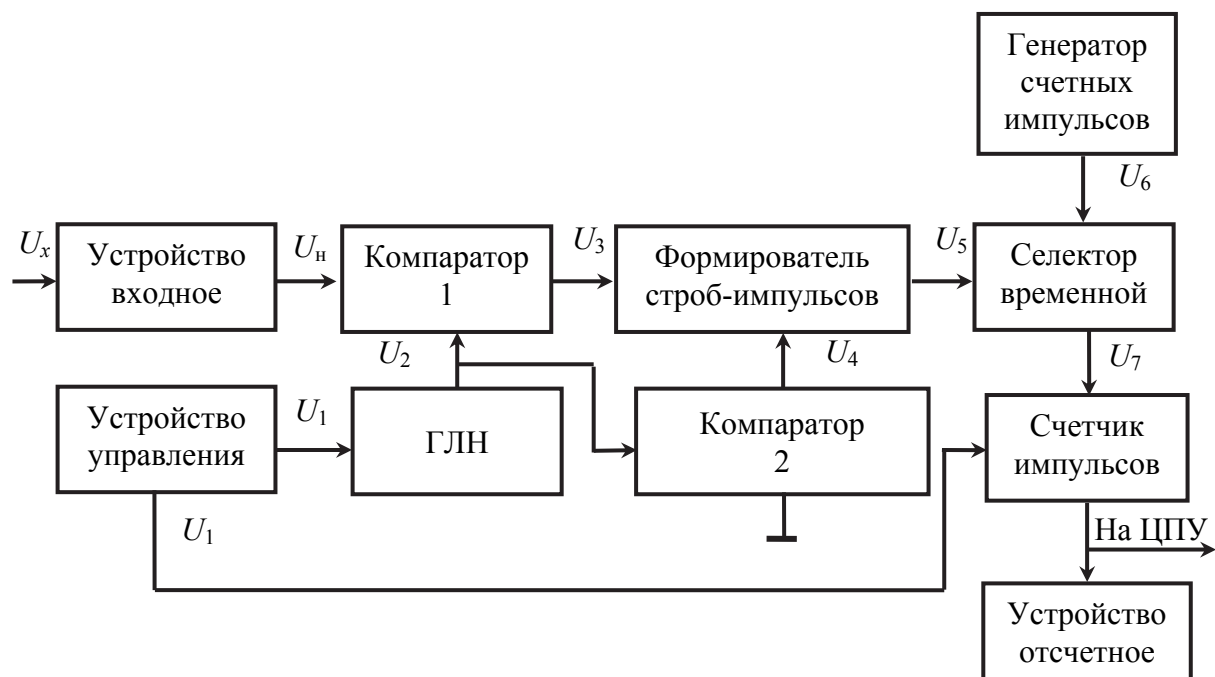


Рис. 4.17. Структурная схема цифрового вольтметра  
временнoго преобразования

Рассмотрим структурную схему такого цифрового вольтметра (рис. 4.17) и временные диаграммы, иллюстрирующие работу прибора (рис. 4.18).

Измеряемый сигнал  $U_x$  поступает на входное устройство. Во входном устройстве производится выбор масштаба, определение полярности измеряемого напряжения и нормирование его к заданному уровню. Нормированный входной сигнал  $U_n$  поступает на один из входов компаратора 1.

Компаратор 1 вырабатывает импульсы в моменты равенства измеряемого напряжения и линейно падающего напряжения  $U_2$ , поступающего на второй вход компаратора. Линейно падающее напряжение формируется генератором линейного напряжения (ГЛН). В исходном состоянии напряжение на выходе ГЛН имеет максимальное напряжение  $U_2 = U_{\max}$ .

Цикл измерения состоит в следующем. При появлении в момент времени  $t_1$  с устройства управления пускового импульса  $U_1$  обнуляется счётчик импульсов и, следовательно, отсчётное устройство. Под действием импульса  $U_1$  запускается ГЛН и вырабатывается линейно падающее напряжение  $U_2$ . При равенстве  $U_n$  и  $U_2$  в момент  $t_2$  компаратор 1 вырабатывает старт-импульс  $U_3$ , которым триггер формирователя строб-импульса переводится в единичное состояние. Под воздействием выходного сигнала  $U_5$  формирователя строб-импульса открывается временной селектор, через который импульсы  $U_6$  с выхода генератора опорных импульсов поступают

на счетчик импульсов  $U_7$ . В момент  $t_3$ , когда  $U_2 = 0$ , компаратор 2 вырабатывает импульс  $U_4$ , под воздействием которого формирователь строб-импульса возвращается в исходное (нулевое) состояние. Временной селектор при этом закрывается, счёт импульсов прекращается.

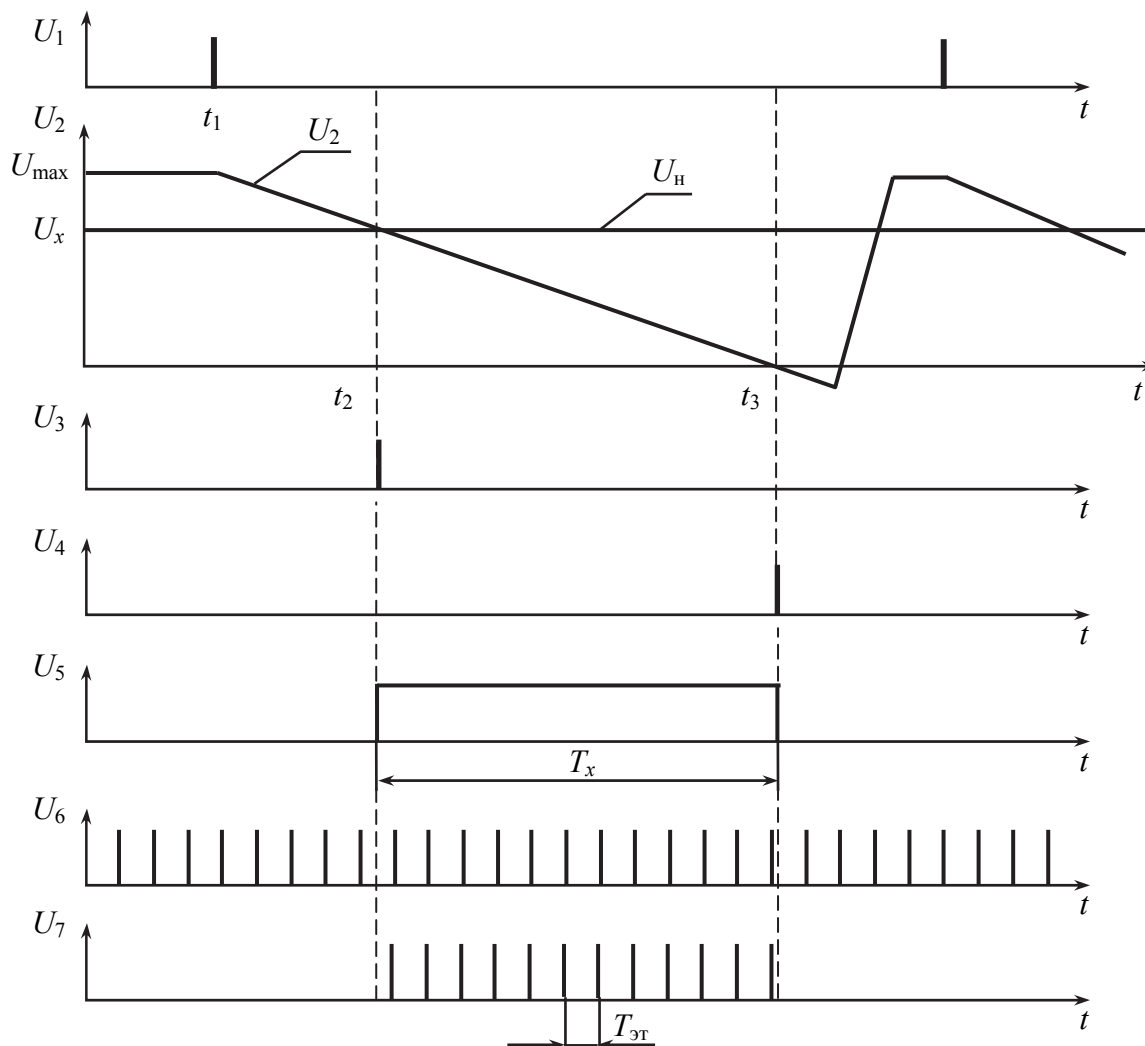


Рис. 4.18. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу цифрового вольтметра времяимпульсного преобразования

Скорость изменения линейно падающего напряжения постоянна и может быть представлена следующим образом:

$$K = \frac{dU_2}{dt} = \frac{U_H}{T_x},$$

откуда

$$U_H = \frac{dU_2}{dt} T_x = K T_x. \quad (4.22)$$

Интервал

$$T_x = T_{\text{эт}} \cdot N, \quad (4.23)$$

где  $N$  – количество подсчитанных импульсов в течение измеряемого интервала времени. После подстановки (4.23) в (4.22) получим  $U_n = K \cdot T_{\text{эт}} \cdot N$ .

Учитывая коэффициент передачи входного устройства  $K_{\text{п}} = U_n / U_x$ , получим

$$U_x = K \cdot T_{\text{эт}} \cdot N / K_{\text{п}}. \quad (4.24)$$

Наклон линейно падающего напряжения ( $B$ ) и период следования опорных импульсов обычно выбирают так, чтобы произведение  $K \cdot T_{\text{эт}}$  было кратно степени числа десять, т. е.  $K \cdot T_{\text{эт}} / K_{\text{п}} = 10^n$ ,  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ . Тогда  $U_x = 10^n \cdot N$ .

Число  $n$  в этом выражении определяет единицу измерения, в которой выражен результат. При  $n = 0$  результат выражается в вольтах, при  $n = 3$  – в милливольтгах и т. п.

Из анализа выражения (4.24) следует, что максимальная относительная погрешность измерения вольтметра с времяимпульсным преобразованием

$$\delta_{U_x} = \delta_{K_{\text{п}}} + \delta_K + \delta_{T_{\text{эт}}} + \delta_N, \quad (4.25)$$

где  $\delta_{K_{\text{п}}}$  – погрешность, обусловленная подбором элементов устройства входного;

$\delta_K$  – погрешность, обусловленная нелинейностью линейно падающего напряжения;

$\delta_{T_{\text{эт}}}$  – погрешность, выражающая нестабильность периода счетных импульсов;

$\delta_N$  – погрешность, обусловленная дискретизацией измеряемой величины и не кратностью  $T_x$  и  $T_{\text{эт}}$ .

Погрешность  $\delta_{K_{\text{п}}}$  характеризует точность подбора элементов устройства входного и обычно составляет  $\delta_{K_{\text{п}}} = 10^{-6} \dots 10^{-5}$ . Погрешность  $\delta_K$  характеризует отклонение закона изменения выходного напряжения ГЛН от линейного и обычно составляет  $\delta_K = 10^{-4} \dots 10^{-3}$ . Погрешность  $\delta_{T_{\text{эт}}}$  характеризуется нестабильностью частоты опорного (обычно кварцевого) генератора и лежит в пределах  $\delta_{T_{\text{эт}}} = \delta_{f_{\text{кв}}} = 10^{-8} \dots 10^{-6}$ .

Погрешность дискретности  $\delta_N$  возникает в результате квантования временного интервала  $T_x$  и зависит от временного сдвига между стартовыми импульсами и квантуемыми импульсами. В общем случае взаимное положение может быть произвольным (рис. 4.19).

Из рис. 4.19. видно, что

$$NT_{\text{эт}} = T_x - \Delta t_1 + \Delta t_2, \quad (4.26)$$

где  $\Delta t_1$  – входящая в интервал  $T_{\text{эт}}$ , но не входящая в измеряемый интервал  $T_x$  часть периода повторения первого квантующего импульса, прошедшего к счетчику;

$\Delta t_2$  – входящая в интервал  $T_x$ , но не входящая в  $NT_{\text{эт}}$  часть периода  $(N + 1)$ -го импульса, не прошедшего к счетчику;

$\Delta t_1$  и  $\Delta t_2$  представляют собой статистически независимые погрешности, причем  $0 \leq \Delta t_1 \leq T_{\text{эт}}$ .

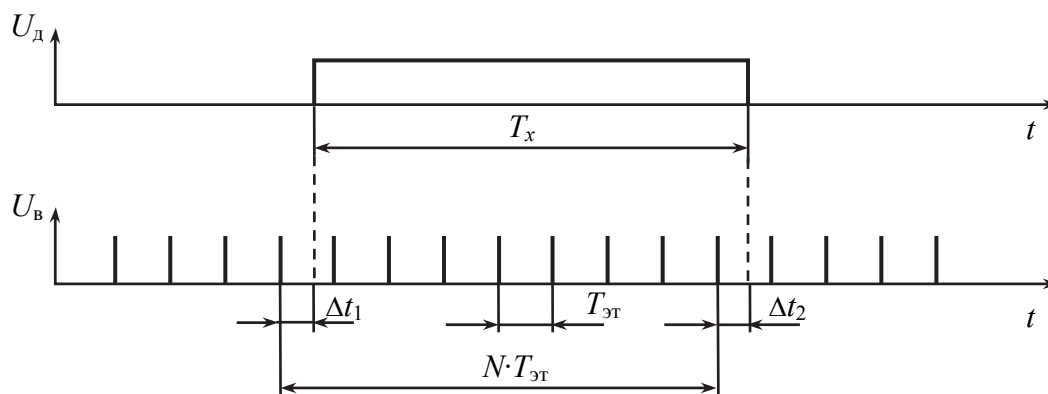


Рис. 4.19. Временная диаграмма, поясняющая происхождение погрешности дискретности

На практике принимают абсолютную погрешность дискретизации измеряемой величины равной единице младшего разряда счетчика  $\Delta N$ .

Очевидно, максимальная относительная погрешность дискретности

$$\delta_N = \frac{\Delta N}{T_x} = \frac{T_{\text{эт}}}{NT_{\text{эт}}} = \frac{1}{N}. \quad (4.27)$$

Цифровые вольтметры с времяимпульсным преобразованием наиболее просты по схемному построению и в основном характеризуются малой относительной погрешностью измерения постоянного напряжения (порядка 0,05 %).

Показания цифровых вольтметров времяимпульсного преобразования определяются мгновенным значением входного сигнала, поэтому такие цифровые вольтметры подвержены влиянию помех, приводящих к значительным погрешностям измерения, достигающим амплитудного значения помех.

Итак, из сказанного выше следует:

- вольтметры времяимпульсного преобразования построены по схеме уравнивающего преобразования;
- вольтметры данного типа обладают наивысшим быстродействием;

• недостатком вольтметров времяимпульсного преобразования является низкая помехоустойчивость, поэтому для подавления сетевой помехи в состав таких вольтметров включаются сетевые фильтры.

### 4.3.3. Интегрирующие цифровые вольтметры

Эффективным способом ослабления влияния помех является предварительное усреднение сигнала интегратором в течение интервала, кратного периоду помех. Поскольку помехи, главным образом вызваны наводками от сетевого напряжения, то интервал усреднения обычно кратен его периоду. Усреднение может быть осуществлено в сочетании с любым принципом построения АЦП – кодоимпульсным, частотно-импульсным, времяимпульсным и т. д. На практике находят широкое применение также вольтметры двойного интегрирования, в которых процесс преобразования измеряемого напряжения сводится к двум тактам интегрирования (рис. 4.20).

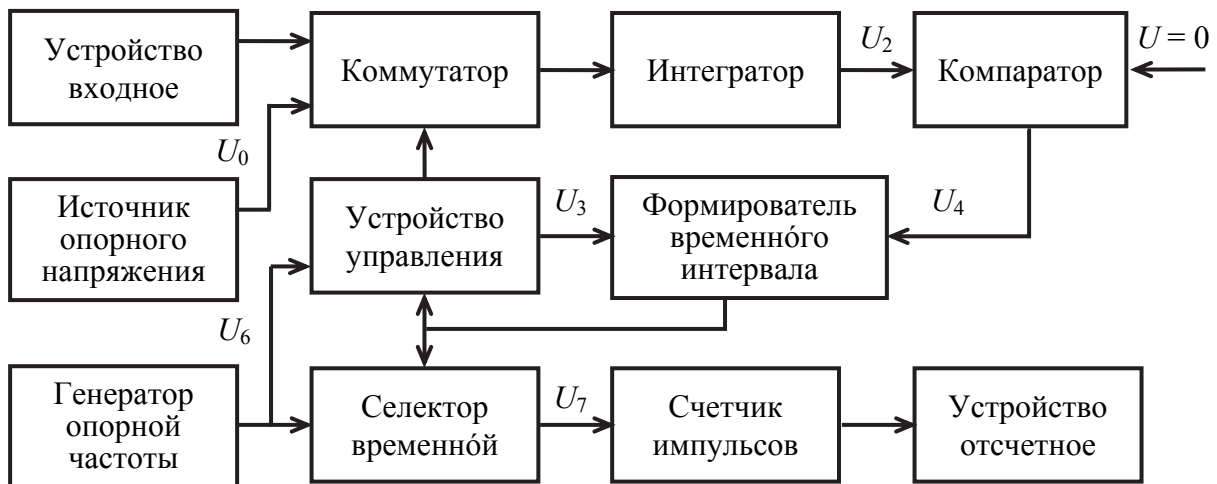


Рис. 4.20. Структурная схема интегрирующего цифрового вольтметра

Измеряемый сигнал  $U_x$  поступает на устройство входное, функционирование которого было рассмотрено ранее (см. с. 185). Нормированный входной сигнал  $U_H$  поступает на один из входов коммутатора. В период времени длительностью  $T_H$  (рис. 4.21) с устройства управления на коммутатор подается импульс  $U_1$ , под воздействием которого выход входного устройства подключается к интегратору.

В течение времени  $T_H$  осуществляется интегрирование напряжения входного сигнала – первый такт интегрирования. При этом выходное напряжение интегратора

$$U' = \frac{1}{\tau_1} \int_{t_1}^{t_2} U_H(t) dt = \frac{T_H}{\tau_1} U_x K_{\Pi}, \quad (4.28)$$

где  $\tau_1$  – постоянная времени цепи первого интегрирования (заряда конденсатора).

Флюктуации измеряемого напряжения вокруг его среднего значения, обусловленные наличием аддитивных помех (типа «наводка»), мало влияют на результат интегрирования, если средний их период значительно меньше времени интегрирования.

В момент времени  $t_1$  импульсом  $U_3$  с устройства управления запускается формирователь временного интервала, вырабатывающий импульс  $U_5$ , а устройство управления через коммутатор подключает к интегратору источник опорного напряжения  $U_0$  с «плавающим» выходом, полярность которого обратна полярности измеряемого напряжения  $U_x$ . Под воздействием нормированного напряжения конденсатор интегратора начинает перезарядаться, причем скорость перезаряда постоянна и не зависит от величины  $U_x$ . Следовательно, длительность перезаряда пропорциональна значению измеряемого напряжения. При достижении напряжения на интеграторе нулевого уровня компаратор вырабатывает импульс  $U_4$ , определяющий момент окончания импульса  $U_5$ .

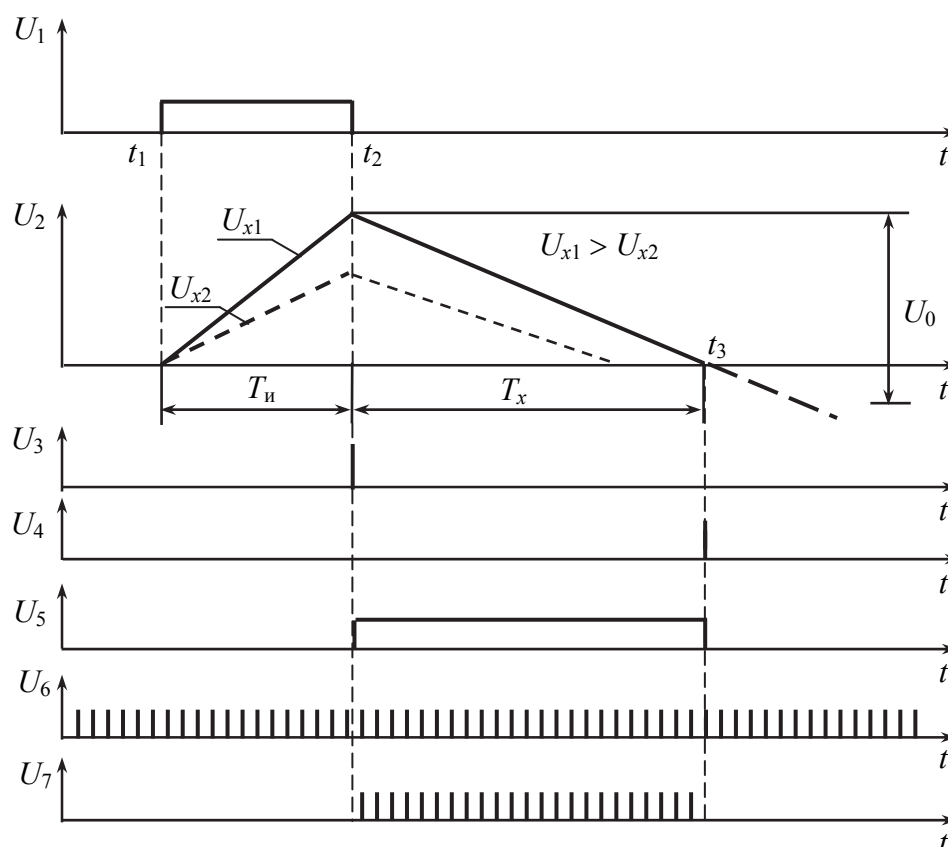


Рис. 4.21. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу интегрирующего цифрового вольтметра

Во втором такте интегрирования напряжение на интеграторе уменьшится на величину

$$U'' = \frac{1}{\tau_2} \int_{t_2}^{t_3} U_0 dt = \frac{T_x}{\tau_2} U_0. \quad (4.29)$$

Таким образом, в результате второго такта интегрирования сформирован временной интервал  $T_x$ , пропорциональный значению измеряемого напряжения  $U_x$ . В результате двойного интегрирования  $U' = U''$ , т. е.

$$\frac{T_{\text{и}}}{\tau_1} \frac{1}{K_{\text{п}}} U_x = \frac{T_x}{\tau_2} U_0 \quad (4.30)$$

Следовательно,

$$U_x = \left( \frac{U_0}{T_{\text{и}}} \frac{\tau_1}{\tau_2} \right) \frac{1}{K_{\text{п}}} T_x. \quad (4.31)$$

Длительность интервала времени  $T_x$  определяется подсчётом числа импульсов опорной (эталонной) частоты, поступающей на счётчик через временной селектор с генератора импульсов в течение второго такта интегрирования.

Относительная погрешность вольтметра двойного интегрирования, как следует из формулы (4.31), определяется выражением

$$\delta_{U_x} = \delta_{U_0} + \delta_{T_{\text{и}}} + \delta_{\tau_1} + \delta_{\tau_2} + \delta_{T_x} + \delta_{K_{\text{п}}}. \quad (4.32)$$

Обычно в интегрирующих цифровых вольтметрах для формирования интервала времени  $T_{\text{и}}$  и при измерении интервала времени  $T_x$  используется один и тот же генератор опорной частоты. Поэтому сумма систематических погрешностей  $\delta_{T_{\text{и}}}$  и  $\delta_{T_x}$ , близких по абсолютному значению и противоположных по знаку, мала, а случайные составляющие этих погрешностей сильно коррелированы. Составляющие погрешности  $\delta_{\tau_1}$  и  $\delta_{\tau_2}$  определяются погрешностями постоянных времени цепей интегрирования первого и второго тактов. Они имеют разные знаки, а их разность может быть достаточно малой.

Основная погрешность интегрирующих вольтметров может быть порядка  $\pm 0,005\%$  от измеряемого значения. Интегрирующие цифровые вольтметры обеспечивают подавление помех на 50...70 дБ.

*Достоинством* цифровых вольтметров интегрирующего типа является их высокая помехоустойчивость;

К *недостаткам* таких цифровых вольтметров следует отнести их сравнительную сложность, небольшое быстродействие, а также нестабильность показаний в зоне нуля. Последнее объясняется тем, что при малом



входном напряжении на выходе интегратора, вследствие дрейфа в такте интегрирования, может несколько раз переходить через нуль и к моменту окончания такта интегрирования может принимать случайное значение.

#### 4.3.4. Цифровые вольтметры с частотным преобразованием

Принцип работы цифровых вольтметров (ЦВ) с частотным преобразованием основан на преобразовании измеряемого напряжения в пропорциональную ему частоту следования импульсов. Вариант структурной схемы цифрового вольтметра с частотным преобразованием изображён на рис. 4.22, а временные диаграммы, поясняющие его работу, – на рис. 4.23.

Измеряемое напряжение  $U_x$  поступает через входное устройство на вход интегратора и интегрируется с постоянной времени  $\tau_1 = R_1 C$ . На выходе интегратора напряжение линейно возрастает в течение времени  $t_1$  (рис. 4.22) и сравнивается с эталонным напряжением  $U_{\text{эт}}$  с помощью схемы сравнения.

Таким образом, справедливо выражение

$$U_{\text{эт}} = \frac{1}{\tau} \int_0^{t_1} U_x dt. \quad (4.33)$$

Сигнал схемы сравнения воздействует на формирователь импульсов обратной связи и на входе интегратора в течение времени  $t_2$  действуют два сигнала – измеряемое напряжение  $U_x$  и напряжение обратной связи  $U_{\text{ос}}$  отрицательной полярности (рис. 4.22).

Напряжение на выходе интегратора линейно уменьшается с постоянной времени  $\tau_2 = R_2 C$  и возвращается к исходному уровню. Для этого случая справедливо выражение

$$U_{\text{эт}} = \int_0^{t_2} \left( \frac{1}{\tau_2} U_{\text{ос}} - \frac{1}{\tau_1} U_x \right) dt. \quad (4.34)$$

Приравняв выражения (4.33), (4.34), для прямоугольной формы импульсов обратной связи получим

$$\frac{t_1}{\tau_1} U_x = \frac{t_2}{\tau_2} U_{\text{ос}} - \frac{T_2}{\tau_1} U_x. \quad (4.35)$$

Из рис. 4.23 видно, что  $t_2 + t_1 = T_x$ . Поэтому окончательно получим следующее выражение:

$$f_x = \frac{1}{T_x} = \left( \frac{\tau_2}{\tau_1} \frac{1}{U_{\text{ос}} t_2} \right) U_x = \left( \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{U_{\text{ос}} t_2} \right) U_x = K U_x. \quad (4.36)$$

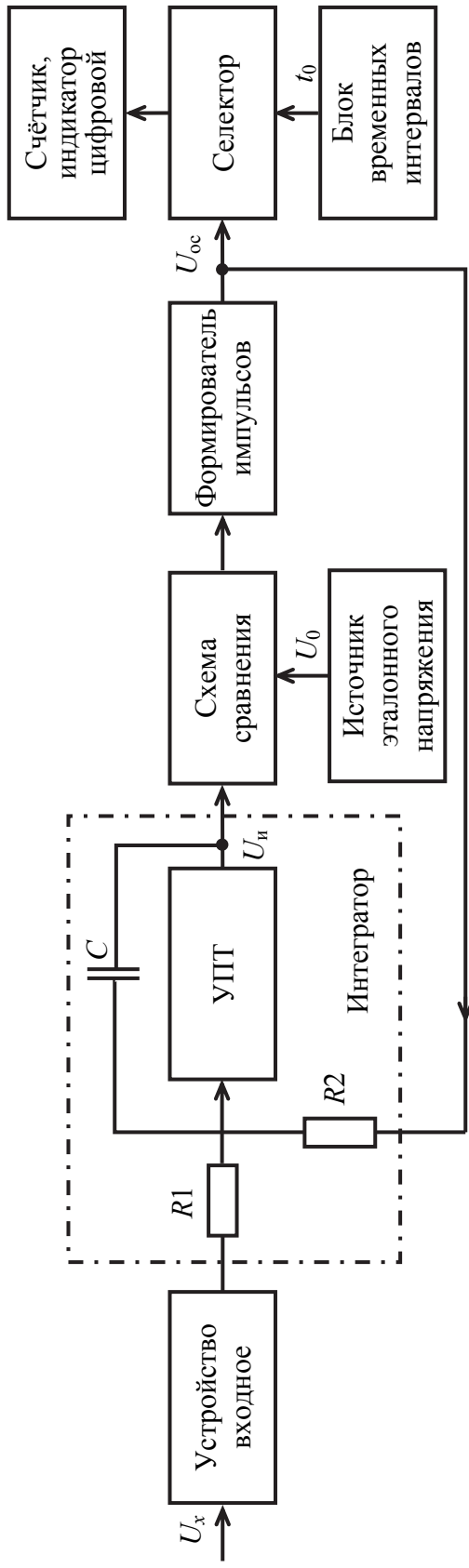


Рис. 4.22. Структурная схема цифрового вольтметра с частотным преобразованием

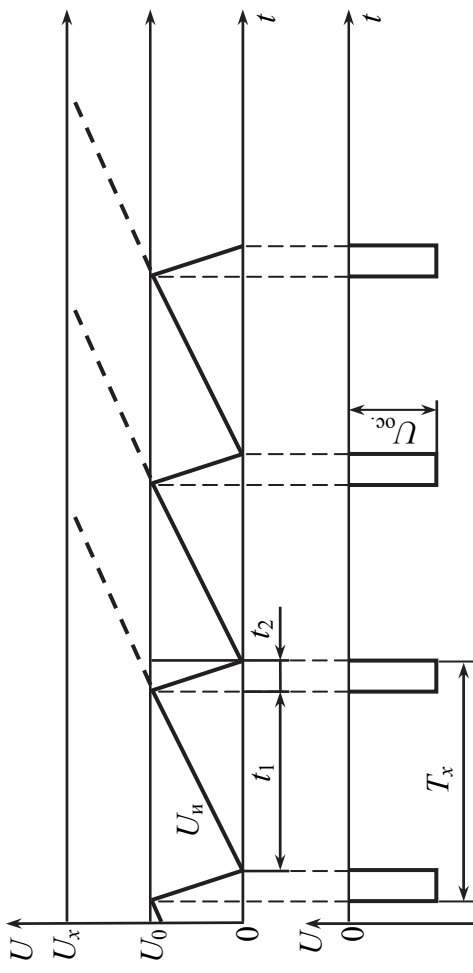


Рис. 4.23. Временные диаграммы для ЦВ с частотным преобразованием

Таким образом, частота импульсов обратной связи прямо пропорциональна измеряемому напряжению  $U_x$ . При изменении измеряемого напряжения будет изменяться и крутизна напряжения  $U_{и}$  на выходе интегратора, поэтому и частота импульсов будет также изменяться.

Импульсы с выхода формирователя поступают далее на селектор. Этот узел открывается на строго определённое время  $t_0$ , которое задаётся блоком временных интервалов. Счётчик подсчитывает количество импульсов с периодом  $T_x$ , прошедших через селектор за время  $t_0$ . Пределы измерения расширяют переключением значений уровня напряжения  $U_0$ .

Из выражения (4.36) следует, что погрешность преобразования измеряемого напряжения в частоту определяется погрешностями резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , а также постоянством произведения амплитуды импульсов обратной связи на их длительность  $U_{ос} t_2$ . Погрешность преобразования не зависит от эталонного напряжения  $U_{эт}$ . Суммарная погрешность составляет от 0,1 % и более.

По принципу действия вольтметры с частотным преобразованием являются интегрирующими. Принцип частотного преобразования используется в универсальных вольтметрах, таких как В7-18, В7-21, В7-25 и др. Диапазоны измеряемых постоянных напряжений составляют от 1 мкВ до 1 000 В.

#### 4.3.5. Принципы построения цифровых вольтметров с весовым усреднением

Известно, что проблема измерения напряжения связана с нахождением значений некоторых интегралов, так как именно «интегрирование даёт общий метод измерения физических величин, представляет собой абстрактное выражение разнообразнейших способов измерений» (В.И. Гливенко). «Интегральное представление наилучшим образом соответствует способам описания физических величин» (А. Лебег). Результат получают суммированием количества мер, уложившихся в измеряемой длине, а сумма – это просто скрытая форма представления интеграла. Конкретно задача измерения напряжения может быть сформулирована как определение интегральных значений функционалов:

$$\alpha \int_0^{T_{и}} X(t) \cdot G(t) dt, \quad (4.37)$$

где  $X(t)$  – функция изменения измеряемого сигнала, в качестве которого может быть напряжение (ток), квадрат напряжения и т. п.;

$G(t)$  – весовая функция;

$T$  – длительность интервала интегрирования;

$\alpha$  – нормирующий множитель.

Подобная форма функционала как отображение функции  $X(t)$  в число наиболее удобна и применяется на практике даже в тех случаях, когда содержит обобщенные весовые функции.

Рассмотрим виды интегралов и покажем, какие способы построения вольтметров им соответствуют.

**Интеграл Римана**, определяемый через интегральную сумму в виде следующего выражения:

$$\int_a^b f(x) dx = \lim_{\lambda \rightarrow 0} \sum_{i=1}^n f(\xi_i) (x_i - x_{i-1}), \quad (4.38)$$

где  $\lambda = \max(x_i - x_{i-1})$ ;

$x_i$  – точки, которыми интервал интегрирования разбит каким-либо образом на конечное число  $n$  частных промежутков  $(x_{i-1}, x_i)$ , причем  $x_0 = a$ ,  $x_n = b$ , а  $\xi \in [x_{i-1}, x_i]$ .

Данный способ интегрирования непосредственно реализуется в вольтметрах, в которых применяются так называемые интегрирующие АЦП, осуществляющие интегрирование в примыкающих циклах. В случае применения АЦП мгновенных значений (с равномерной и неравномерной дискретизацией) соответствующие интегралы в результате суммирования оцениваются с некоторой методической погрешностью аппроксимации.

Основываясь на свойствах интеграла Римана, исходный функционал можно представить в виде математически корректных аппроксимаций и преобразований выражения (4.38):

$$Y = \int_0^{T_n} X(t) \sum_i G_i dt = \sum_i G_i \int_{t_{i-1}}^{t_i} X(t) dt; \quad (4.39)$$

$$Y = \int_0^{T_n} G(t) \sum_i X_i dt = \sum_i X_i \int_{t_{i-1}}^{t_i} G(t) dt; \quad (4.40)$$

$$Y = \sum_i X_i G_i, \quad (4.41)$$

где  $\sum_i G_i$  и  $\sum_i X_i$  – ступенчатые аппроксимации на интервалах  $[t_{i-1}, t_i]$

соответственно функций  $G(t)$  и  $X(t)$ ;

$X_i$  и  $G_i$  – значения соответствующих функций в моменты  $t_i$ .

Соответствующие выражениям (4.39)–(4.41) способы построения средств измерений (СИ) с весовым усреднением предполагают аппроксимацию ступенчатыми функциями либо  $X(t)$ , либо  $G(t)$ , либо и той и другой функций. Такая аппроксимация позволяет при аппаратной реализа-

ции обойти трудности, связанные с точным выполнением операции умножения в выражении (4.38). Рассмотрим подробнее структуры вольтметров, реализующие интегрирование по Риману.

Как следует из выражения (4.39), операции интегрирования можно выполнять в любой последовательности, и этому соответствуют два вида структур вольтметров.

В первой структуре (рис. 4.24, *а*) масштабирующим преобразователем сначала осуществляется умножение  $X(t)$  на поступающий с генератора весовой функции (ГВФ)  $G(t)$  сигнал, а затем результат получается посредством интегрирующего дискретизатора (ИД) – устройства, которое осуществляет операции интегрирования и дискретизации.

Во второй структуре (рис. 4.24, *б*) ИД сначала определяет интегральные значения  $X(t)$  в интервалах  $[t_{i-1}, t_i]$ , а затем в накапливающем сумматоре (НС) суммируются произведения  $G(t)$  на  $\int X(t) dt$ , которые получают-ся в перемножающем устройстве (ПУ).

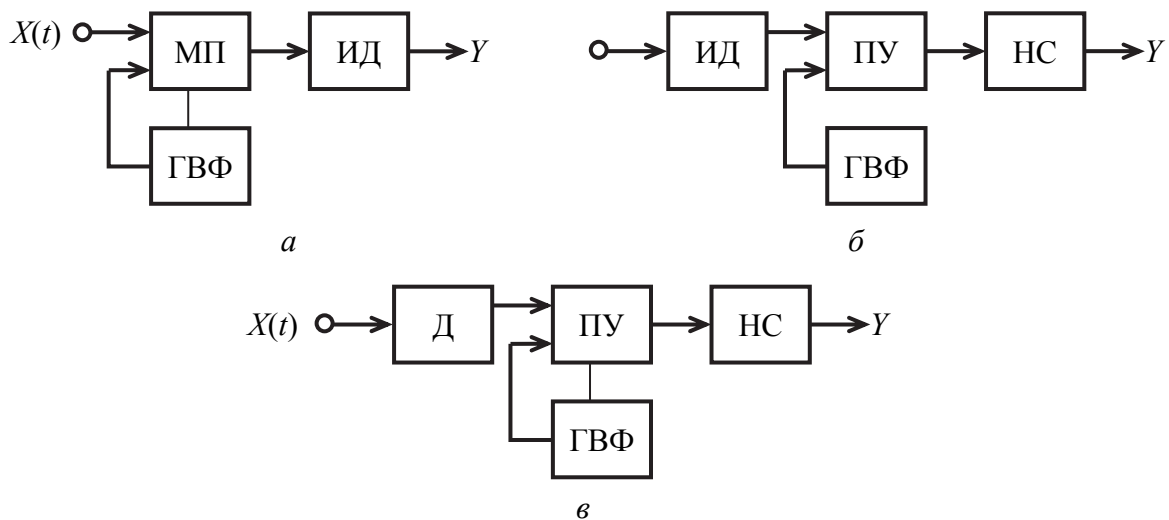


Рис. 4.23. Виды структур СИ с весовым усреднением по Риману

При описании данных структур специально не раскрывается физическая суть сигналов  $X(t)$ , промежуточных и  $Y$ , чем подчеркиваются возможности их реализации как средствами чисто аналоговой, так и полностью цифровой техники. Например, в известных реализациях в качестве элементов структур используются: МП – кодоуправляемые масштабные преобразователи (делители напряжения, делители частоты, масштабирующие операционные усилители и т. п.); ИД – интегрирующие АЦП напряжения, АЦП среднего значения частоты, интеграторы на операционных усилителях; ГВФ – специализированные в виде субблоков цифровые устройства, микропроцессоры и микроконтроллеры; ПУ – программируемые устройства обработки сигнала (масштабирующие усилители, микропро-

цессоры, программируемые логические матрицы); НС – специализированные цифровые схемы, счётчики импульсов, интеграторы на операционных усилителях, микропроцессоры. Однако даже при таком наборе элементов структур можно сформулировать общие требования к их точности.

Анализ выражений (4.40) и (4.41) показывает, что их реализация сводится к структуре, приведенной на рис. 4.24, в, которая предполагает осуществление дискретизации  $X(t)$  посредством дискретизатора (Д) и дальнейшее преобразование как в структуре, показанной на рис. 4.24, б. Наиболее распространенным примером данной структуры является использование АЦП мгновенных значений  $X(t)$  и цифрового нерекурсивного фильтра, реализованного аппаратными или программными средствами.

Таким образом, вольтметры, реализующие интегрирование по Риману, представляют собой подкласс вольтметров, в которых воспроизводятся ступенчатые и решётчатые весовые функции с равномерной или неравномерной дискретизацией, и, следовательно, их возможности в плане обработки изменяющихся сигналов ограничиваются свойствами указанных типов весовых функций.

**Интеграл Лебега**, по определению автора, указывает на возможность двоякого подхода к конструкции интегральных сумм:

а) можно строить интегральные суммы Римана;

б) можно также разбить на частные промежутки  $[y_{i-1}, y_i]$  область изменения функции с тем, чтобы объединить в группы близкостоящие значения функций.

В конструкцию интегральных сумм Лебега входят множества точек  $e_i$  (на рис. 4.25 заштрихованы), в которых выполняется неравенство  $y_{i-1} \leq f(x) < y_i$ .

Таким образом, область изменения функции  $[A, B]$  делится на  $n$  частей:

$$A = y_0 < y_1 < y_2 < \dots < y_n \leq B$$

и интеграл через интегральную сумму определяется следующим образом:

$$\int_a^b f(x) dx = \lim_{\eta \rightarrow 0} \sum_{i=1}^n y_i m[S_i], \quad (4.42)$$

где  $m[S_i] = \lim_{X \rightarrow \infty} m[(-X, X) \cap S]$  – мера Лебега, означающая принадлежность к области  $S$ ;

$$\eta = \max (y_i - y_{i-1}).$$

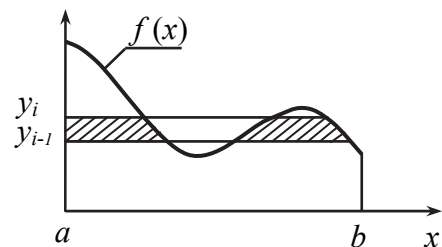


Рис. 4.25. График формирования интегральной суммы по Лебегу

В случае функций произвольного знака ординатное множество ограниченной  $f(x)$  разбивается на два подмножества:  $E(f^+, [a, b])$ , где  $f(x) \geq 0$ , и  $E(f^-, [a, b])$ , где  $f(x) < 0$ . Соответствующий интеграл

$$\int_a^b f(x) dx = m[E(f^+, [a, b])] - m[E(f^-, [a, b])]. \quad (4.43)$$

Согласно этим способам организуется кумулянта, в начальный момент равная нулю, и далее генерируются случайные некоррелированные числа с равномерным законом распределения, затем полученные числа сравниваются с текущими значениями напряжения и тока, и в случае, если значения чисел меньше текущих значений тока и напряжения, кумулянта увеличивается на единицу. Данная процедура повторяется до момента окончания интервала времени измерения  $T_n$ . Результат измерения получается путём деления накопленного в кумулянте числа на интервал измерения  $T_n$ . Недостатком такого способа измерения являются низкие точность и быстродействие. Низкое быстродействие обусловливается необходимостью проведения большого числа статистических испытаний, а низкая точность связана с необходимостью построения качественных генераторов случайных чисел.

**Интеграл Стильеса.** Рисс доказал, что всякий линейный функционал  $U[f]$ , определённый в пространстве непрерывных функций  $f(x)$ ,  $x \in [a, b]$ , расстояния между которыми  $\rho(f_1, f_2) = \max [f_1(x) - f_2(x)]$ , выражается интегралом Стильеса:

$$U[f] = \int_a^b f(x) dG(x) = \lim_{\lambda \rightarrow 0} \sum_{i=1}^n f(\xi_i) (G(x_i) - G(x_{i-1})), \quad (4.44)$$

где  $\lambda = \max (x_i - x_{i-1})$ ;

$\xi \in [x_{i-1}, x_i]$ .

Интегрирование по Стильесу применяется в способах измерений с промежуточным частотным преобразованием. Например, если весовое интегрирование осуществляется согласно выражению

$$N_x = \alpha \int_0^T x(t) g(t) dt, \quad (4.45)$$

где  $x(t)$  – измеряемая величина (модулирующая функция), то представленный интеграл сводится к интегралу Стильеса:

$$N_x = \alpha \int_0^T g(t) dS(t). \quad (4.46)$$

Здесь  $S(t) = \int_t x(\tau) dt$  – первообразная модулирующей функции.

Интегралу Стильеса соответствует интегральная сумма

$$N_x \cong \alpha \sum_i g(t_i) \Delta S(t_i), \quad (4.47)$$

где

$$\Delta S(t_i) = \int_{t_{i-1}}^{t_i} x(\tau) d\tau \quad (4.48)$$

– приращение интеграла модулирующей функции за время  $[t_{i-1}, t_i]$ .

Если выбрать  $\Delta S(t_i) = S_0 = \text{const}$ , выражение (4.47) преобразуется к виду

$$N_x = \alpha S_0 \sum_i g(t_i). \quad (4.49)$$

Условие  $S_0 = \text{const}$  можно интерпретировать как отношение приращений фазы по времени. Тогда формула (4.47) будет указывать способ измерения частоты путем суммирования значений весовой функции в моменты равных приращений фазы.

Согласно выражению (4.49) для реализации функционала (4.37) структура вольтметра (рис. 4.26, а) должна включать в себя генератор, воспроизводящий весовую функцию – ГВФ, интегратор (ИНТ) со сбросом, осуществляемым компаратором (К) в моменты времени  $t_i$ , в которые накопленный интеграл от  $X(t)$  достигнет значения  $S_0$ , и накапливающий сумматор (НС), который суммирует значения  $G(t)$  в моменты времени  $t_i$ . Функции интегратора и компаратора могут выполнять, например, дельта-сигма-модуляторы, интегрирующие преобразователи напряжения в частоту с импульсной обратной связью и другие устройства. Следует отметить, что условие  $\Delta S(t_i) = S_0 = \text{const}$  выполняется для большинства частотных датчиков, осуществляющих частотно-импульсную модуляцию, следовательно, рассмотренный способ весового усреднения наиболее приемлем для измерения и преобразования частотно-импульсно-модулированных сигналов либо сигналов частоты.

Если исходный функционал (4.45) представить в виде

$$N_x = \alpha \int_0^T x(t) dG(t) \quad (4.50)$$

и проделать аналогичные преобразования, то получим

$$N_x \cong \alpha G_0 \sum_i X(t_i), \quad t_i \in [0, T] \quad (4.51)$$



при условиях

$$\int_{\alpha}^{\beta} g(t) dt \neq 0, [\alpha, \beta] \in [0, T]; G_0 = \int_{t_{i-1}}^{t_i} g(t) dt = \text{const}; x(t_i) = x(\xi_i), \quad (4.52)$$

где  $\xi \in [t_{i-1}, t_i]$ .

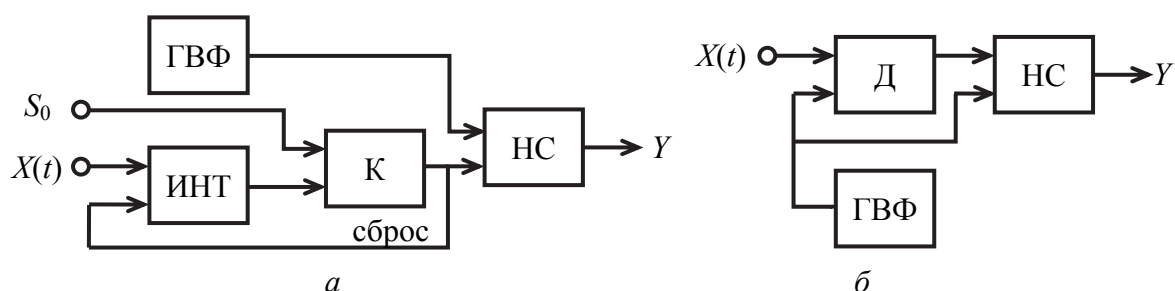


Рис. 4.26. Виды структур СИ с весовым усреднением по Стильтесу

В этом случае реализация (рис. 4.26, б) сводится к воспроизведению ГВФ ряда импульсов, выделяющих моменты времени  $t_i$  согласно выражению (4.51), и суммированию дискретных значений в накапливающем сумматоре за интервал  $[0, T]$ . Способы реализации интегрирования по Стильтесу, представленные структурами, приведенными на рис. 4.26, позволяют воспроизводить весовые функции любого типа для сигналов  $x(t)$  и  $g(t)$ .

#### 4.3.6. Цифровые вольтметры уравнивающего преобразования

*В вольтметрах уравнивающего преобразования (другое название – вольтметры сравнения)* используется обратная связь, предполагающая наличие в схеме цифроаналогового преобразователя (ЦАП), преобразующего код (или число импульсов) в аналоговое напряжение. Существует несколько способов уравнивания (сравнения) измеряемого напряжения с аналоговым напряжением обратной связи.

Структурная схема цифрового вольтметра уравнивающего преобразования представлена на рис. 4.27, а временные диаграммы, поясняющие работу цифрового вольтметра, – на рис. 4.28, а, б.

Устройство управления и ЦАП образуют источник эталонного напряжения  $U_0$ .

Цифровые вольтметры уравнивающего преобразования могут реализовывать методы циклического или следящего преобразования.

*Цифровые вольтметры следящего преобразования.*

В цифровых вольтметрах следящего преобразования измеряемая величина  $U_x$  непрерывно сравнивается с компенсирующим (эталонным напряжением)  $U_0$  и при наличии разности  $U_x - U_0$  (рис. 4.28, а).

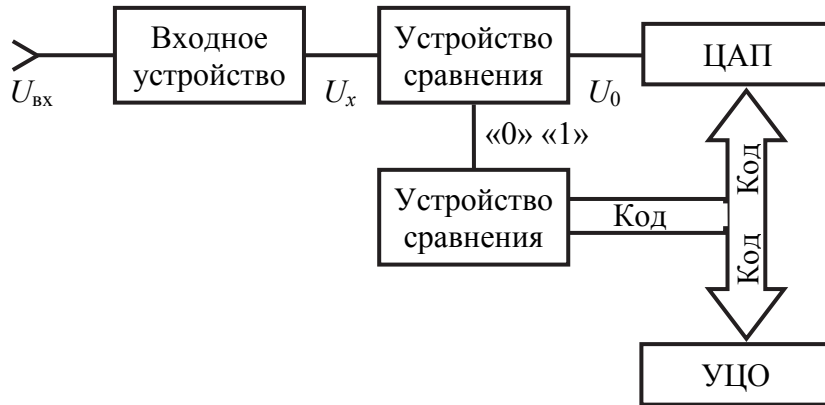


Рис. 4.27. Структурная схема вольтметра уравнивающего преобразования: ЦАП – цифроаналоговый преобразователь; УЦО – устройство цифрового отображения

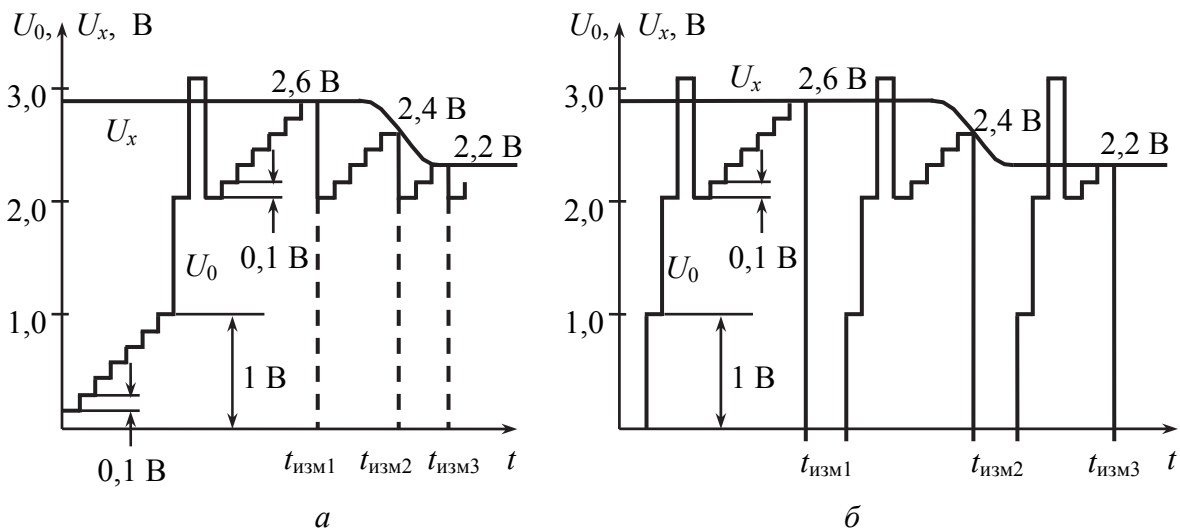


Рис. 4.28. Временные диаграммы, поясняющие работу цифрового вольтметра: а – следящего преобразования; б – циклического преобразования

Эталонное напряжение меняется в ту или другую сторону (в зависимости от знака разности) до тех пор, пока с заданной точностью не будет достигнуто установившееся равенство, после чего производится отсчёт измеряемого напряжения.

Данный алгоритм выгоден при измерении медленно изменяющегося напряжения.

#### *Цифровые вольтметры циклического преобразования.*

Метод циклического преобразования уравнивания – один из наиболее широко используемых в настоящее время методов для преобразования аналоговых сигналов в цифровую форму, так как с помощью этого метода достигается одновременно хорошая разрешающая способность и высокая скорость преобразования.

Высокая разрешающая способность обеспечивается вследствие снижения суммарной погрешности из-за использования общей отрицательной обратной связи, в цепи которой включается ЦАП. В результате общая статическая погрешность вольтметра определяется практически только погрешностью ЦАП ( $\delta_{\text{ЦАП}}$ ).

Высокое быстродействие достигается вследствие использования при формировании компенсирующего напряжения  $U_k$  на выходе ЦАП неравных ступеней, что позволяет получать большую информацию при каждом акте сравнения и, следовательно, значительно уменьшить число тактов уравнивания. Веса ступеней напряжения  $U_k$  выбираются пропорциональными разрядам выходного кода вольтметра, представляемого обычно в двоичной системе счисления.

Цикл преобразования начинается со сравнения самого старшего разряда (СР) ЦАП с входным сигналом (рис. 4.27). Если  $U_x > 1\text{СР}$ , то выходной сигнал компаратора не изменяется и в старшем разряде сохраняется «1». В противном случае «1» в старшем разряде ЦАП заменяется на «0» и начинается следующий цикл преобразования, в котором «1» устанавливается в следующем разряде ЦАП. Процесс последовательного приближения продолжается до тех пор, пока не будут определены значащие цифры всех разрядов. Всего будет выполнено  $n$  циклов (где  $n$  – число двоичных разрядов вольтметра), в результате чего в идеальном случае произойдет уравнивание входного напряжения с точностью до шага квантования, равного единице младшего разряда (МР), т. е.  $\Delta X_k = 1\text{МР} = U_{x\text{max}} / 2^n$ .

Вольтметры циклического преобразования работают с постоянным временем преобразования на разряд  $t_0$  и постоянным временем всего цикла преобразования  $t_{\text{пр}} = nt_0$ , независимым от величины аналогового входного сигнала.

В ЦАП вольтметров уравнивающего преобразования может возникать еще один вид динамической погрешности, обусловленный сменой кодов на входах ЦАП и проявляющийся в виде переходных всплесков. Такие всплески представляют собой острые пики выходного сигнала, возникающие за счёт несинхронности отпираания и закрывания аналоговых ключей в разных разрядах ЦАП. Наиболее значительно они проявляются при продолженных переходах, когда при смене значения входного кода на единицу в младшем разряде меняются значения всех разрядов, например, при переходе от кода 011...1 к коду 100...0. Погрешность, вносимая коммутационной помехой, характеризуется длительностью и амплитудой этой помехи и особенно проявляется в быстродействующих ЦАП, у которых сведены к минимуму паразитные емкости, которые могли бы их сгладить. Радикальным способом подавления выбросов является использование устройств выборки хранения или стробируемых компараторов.

#### 4.4. Особенности цифровых вольтметров переменного напряжения

Цифровые вольтметры встречаются в пределах каждого вида вольтметров, в том числе и предназначенных для измерения напряжений переменного и импульсного токов, видов ВЗ-, В4- и В7-. Таким образом, входной величиной АЦП в таких цифровых вольтметрах является напряжение переменного тока произвольной формы, изменяющееся в широком диапазоне частот, а выходной величиной – цифровой код. В то же время для преобразования измеряемого напряжения в цифровой код оно должно иметь форму, удобную для кодирования. Поэтому в цифровых вольтметрах переменного тока необходимо, как правило, иметь предварительный функциональный преобразователь  $U_{x\sim}$  в аналоговой части АЦП. В зависимости от метода преобразования это могут быть преобразователи  $U_{x\sim}$  в  $U_{x=}$ , преобразователи с трансформацией спектра частот  $U_{x\sim}$ , как правило, в область более низких частот.

Преобразователи с обработкой мгновенных значений  $U_{x\sim}$  находят применение только в диапазоне низких частот, а преобразователи с трансформацией спектра частот  $U_{x\sim}$ , наоборот, работоспособны на высоких частотах и, как правило, используются в сочетании с преобразователями  $U_{x\sim}$  в  $U_{x=}$ , что позволяет расширить частотный диапазон цифрового вольтметра. Поэтому наибольшее применение в цифровых вольтметрах переменного тока получили преобразователи  $U_{x\sim}$  в  $U_{x=}$ , так как они относительно просты и хорошо работают в широком диапазоне частот, измеряемых  $U_{x\sim}$ . Более того, вся остальная часть цифрового вольтметра с таким преобразователем представляет собой цифровой вольтметр постоянного тока, что позволяет унифицировать цифровые вольтметры постоянного и переменного тока, создавая на этой основе универсальные цифровые вольтметры и мультиметры. Структурную схему цифрового вольтметра переменного тока см. на рис. 4.29.

Преобразователи  $U_{x\sim} / U_{x=}$  аналогичны детекторам аналоговых электронных вольтметров и в зависимости от типа преобразователя значение  $U_{x=}$  может быть пропорционально значениям  $U_{\max}$ ,  $U_{\text{СК}}$  и  $U_{\text{СВ}}$ , измеряемым преобразователем  $U_{x\sim}$ . Однако к преобразователям  $U_{x\sim} / U_{x=}$  предъявляются более высокие требования, чем к детекторам. В первую очередь это касается точности и линейности преобразования, а также чувствительности, динамического и частотного диапазонов преобразователя. Такие повышенные требования к преобразователям необходимы для того, чтобы сохранять метрологические характеристики ЦВ постоянного тока, которые значительно лучше, чем у аналоговых электронных вольтметров. Характе-

ристики преобразователей  $U_{x\sim} / U_{x=}$  в основном определяют характеристики цифрового вольтметра переменного тока в целом.

Преобразователи амплитудного и среднеквадратического значений  $U_{x\sim}$  могут выполняться по схемам соответствующих детекторов, которые обеспечивают получение требуемых характеристик преобразования. Иначе обстоит дело при проектировании преобразователей средневыпрямленного значения  $U_{x\sim}$ . Как вы помните, обычный детектор средневыпрямленного значения хорошо работает при больших значениях напряжения  $U_{x\sim}$  и поэтому, как правило, включается после усилителя переменного тока. В цифровых вольтметрах переменного тока преобразователь  $U_{x\sim} / U_{x=}$ , как видно из структурной схемы (см. рис. 4.29), всегда включен на входе вольтметра и должен хорошо работать и при малых значениях  $U_{x\sim}$ . Поэтому преобразователи средневыпрямленного значения  $U_{x\sim}$  проектируют как активные одно- или двухполупериодные с отрицательной обратной связью, а в необходимых случаях и с аддитивной коррекцией погрешностей (рис. 4.30).

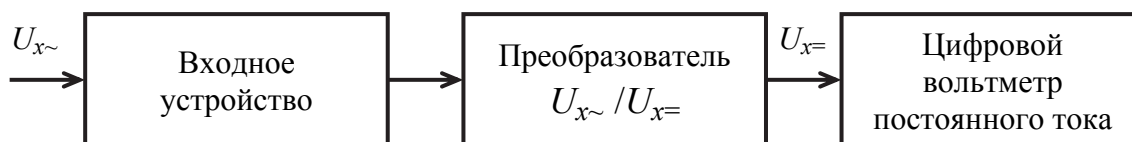


Рис. 4.29. Структурная схема цифрового вольтметра переменного тока

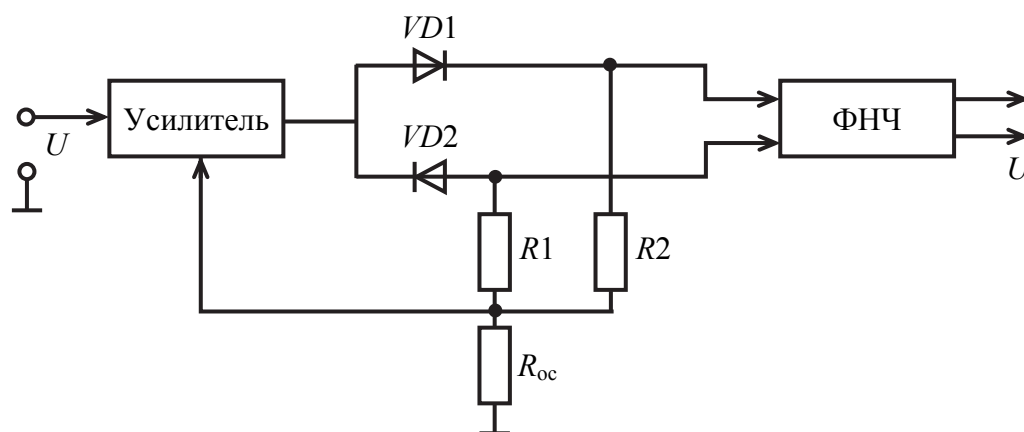


Рис. 4.30. Схема двухполупериодного преобразователя с отрицательной обратной связью

В импульсных цифровых вольтметрах амплитуда импульсов, как правило, преобразуется в пропорциональный интервал времени (по аналогии с преобразованием  $U_{x\sim}$  во время импульсных цифровых вольтметрах), который измеряется заполнением его импульсами с известным периодом следования. Это преобразование осуществляется с помощью схемы, подобной

схеме пикового детектора, в которой конденсатор небольшой ёмкости успевает зарядиться до  $U_{\max}$  за время действия импульса, а по окончании импульса разряжается через токостабилизирующий элемент по линейному закону. Если в таком цифровом вольтметре на счётчик не подавать импульсы сброса, то можно измерять амплитуды одиночных импульсов, что является их важным достоинством. На практике используются и другие принципы преобразования амплитуды импульсов, но они не нашли широкого применения.

Рассмотренные принципы построения цифровых вольтметров переменного тока используются в настоящее время и при проектировании универсальных цифровых вольтметров и мультиметров. В этих приборах измеряемая величина (электрическая или неэлектрическая) преобразуется в напряжение  $U_{x=}$  с последующим его измерением цифровым вольтметром постоянного тока. Структурная схема их аналогична приведённой выше, только входная аналоговая часть содержит набор преобразователей измеряемых величин в  $U_{x=}$ , которые коммутируются на вход цифрового вольтметра постоянного тока в соответствии с режимом работы. Номенклатура преобразователей определяет эксплуатационные возможности приборов. Их условно подразделяют на универсальные цифровые вольтметры и мультиметры. Как правило, универсальные цифровые вольтметры позволяют измерять значения  $U_{x=}$ ,  $U_{x\sim}$ ,  $I_{x=}$ ,  $I_{x\sim}$  и  $R_x$  и имеют в своем составе преобразователи  $U_{x\sim} / U_{x=}$ ,  $I_{x=} / U_{x=}$ ,  $I_{x\sim} / U_{x=}$  и  $R_x / U_{x=}$ . В мультиметрах дополнительно может обеспечиваться измерение значений  $C_x$ ,  $L_x$ ,  $f_x$  и других электрических величин, а также неэлектрических, например, температуры с помощью соответствующих преобразователей.

Преобразователь  $I_{x=} / U_{x=}$  представляет собой набор образцовых резисторов. В зависимости от установленного предела измерений один из них подключается ко входу цифрового вольтметра. Измеряемый ток  $I_{x=}$  создаёт падение напряжения на резисторе, которое непосредственно или после усиления в УПТ подается на вход АЦП. Этот же набор резисторов используется и при преобразовании  $I_{x\sim}$  в  $U_{x=}$ , только падение напряжения, созданное на резисторе  $I_{x\sim}$ , преобразуется дополнительно в преобразователе  $U_{x\sim} / U_{x=}$ , а затем поступает на вход АЦП.

При измерении больших сопротивлений  $R_x$  (больше 10 Ом) часто применяют стабилизированный источник постоянного тока, который при протекании через него создаёт на нем напряжение  $U_{x=}$ , пропорциональное этому же сопротивлению  $R_x$ . Для измерения таких сопротивлений может применяться УПТ с ООС, осуществляемой через сопротивление  $R_x$ . На вход такого УПТ подается образцовое постоянное напряжение  $U_{эт}$ , а выходное напряжение УПТ оказывается пропорциональным  $U_{эт}$  и  $R_x$ , т. е. при значении  $U_{эт} = \text{const}$  является мерой  $R_x$ . При измерении малых  $R_x$  можно

использовать стабилизированный источник переменного или импульсного тока в сочетании с усилителем переменного тока, который усиливает малые падения напряжения на  $R_x$ , и синхронным детектором. Измеряемое  $R_x$  подключается, как правило, по четырёхзажимной схеме, что позволяет уменьшить дополнительную погрешность результата измерения за счет сопротивления соединительных проводов и контактов.

#### 4.5. Погрешности цифровых вольтметров

Проанализируем погрешности цифровых вольтметров, придерживаясь классификации их по слагаемым измерения.

##### *Погрешность меры.*

В вольтметрах различных типов применяются разнообразные меры, что обусловлено принципом построения прибора:

а) у вольтметров с времяимпульсным преобразованием (обычных и работающих по методу двойного интегрирования) мерой служит кварцевый генератор счётных импульсов, с помощью которых измеряется интервал времени. Следовательно, погрешности меры те же, что и у цифрового измерителя интервала времени;

б) у вольтметров с преобразованием по методу уравнивания мера – это блок эталонных напряжений. Её погрешности обусловлены недостаточной точностью и нестабильностью эталонных напряжений. Поэтому в соответствии с классом точности прибора предъявляют требования к узлам и элементам, входящим в меру;

в) у частотных интегрирующих вольтметров мерой является кварцевый генератор калиброванного интервала времени, используемого для измерения среднего за интервал значения частоты;

г) у вольтметра для измерения среднеквадратического значения переменного напряжения функции меры выполняет источник эталонного постоянного напряжения.

##### *Погрешность преобразования.*

а) для вольтметров времяимпульсного типа при преобразовании измеряемого напряжения в пропорциональный ему интервал времени возникает погрешность, связанная с нелинейностью и непостоянством скорости изменения пилообразного напряжения, погрешностями сравнивающего устройства и формирования стробирующего импульса;

б) у вольтметров, работающих по методу двойного интегрирования, погрешность преобразования не зависит от параметров элементов интегратора; она определяется нестабильностью, интервала первого интегрирования, недостаточно высокой точностью и нестабильностью эталонного напряжения, а также нелинейностью выходного напряжения интегратора;

в) у частотного интегрирующего вольтметра рассматриваемая погрешность – это погрешность преобразования напряжения в частоту;

г) у вольтметров для измерения переменных напряжений, выполняемых на основе вольтметра постоянного тока, дополнительная погрешность преобразования определяется характеристиками преобразователя определенного параметра переменного напряжения в постоянное напряжение.

***Погрешность сравнения.***

При измерении напряжений сравнение сопровождается погрешностью дискретности. Она возникает в результате квантования непрерывной измеряемой величины и обусловлена конечностью числа уровней квантования.

Замена истинных значений сигнала  $X$  квантованными сигналами  $X_{\text{кв}}$  вносит погрешность округления  $n_X = X_{\text{кв}} - X$ .

Эта погрешность равносильна наложению на истинные значения  $X$  помехи  $n_x$ . Поэтому последовательность помех (погрешностей округления)  $n_X$  в теории сигналов называют *шумом квантования*. В измерительной технике погрешность, возникающую в результате квантования, называют *погрешностью дискретности*, т. е. сохраняют термин, применяемый при дискретизации времени.

Максимальное значение погрешности дискретности составляет  $\pm 1$  младшего разряда счета.

Погрешность дискретности, характерная для частотного интегрирующего вольтметра, проявляется после преобразования напряжения в частоту, т. е. при измерении частоты следования импульсов. Ее максимальное значение равно  $\pm 1$  младшего разряда счета.

У вольтметров с уравниванием максимальная величина погрешности дискретности определяется младшим разрядом уравнивающего напряжения. Следовательно, относительная величина погрешности дискретности тем меньше, чем больше число разрядов.

Приборам последнего типа присуща ещё одна разновидность погрешности сравнения. Эта погрешность, обусловленная конечной чувствительностью сравнивающего устройства (нуль-органа), определяется его порогом чувствительности. Она является систематической, и её можно исключить соответствующим изменением компенсирующего напряжения. В этом случае погрешность сравнения будет зависеть только от нестабильности порога чувствительности сравнивающего устройства (случайная составляющая), а не его абсолютного значения.

Предел допускаемой относительной погрешности цифрового вольтметра характеризуется формулой

$$\delta_{\text{пред}} = \pm \frac{100\Delta_{\text{пред}}}{U_x} = \pm \left( h + d \frac{U_{\text{к}}}{U_x} \right), \quad (4.53)$$



где  $\Delta_{\text{пред}}$  – предел абсолютной допускаемой погрешности;  
 $U_x$  – измеряемое значение;  
 $U_k$  – конечное значение установленного предела измерений;  
 $h$  и  $d$  – постоянные числа, характеризующие класс точности прибора.

\*\*\*

Итак, переменное напряжение характеризуется пиковым (амплитудным), средним, средневыпрямленным и среднеквадратическим (эффективным) значениями. Если измерено одно из значений, то по известной форме измеряемого напряжения с помощью коэффициентов амплитуды, формы и усреднения можно рассчитать остальные значения.

Пиковое детектирование выполняют с помощью диодных детекторов больших сигналов с открытым или закрытым входами. Детектор имеет большое входное сопротивление (1...10 МОм), малую входную ёмкость (0,5...2 пФ) и сохраняет свою работоспособность до частот 1...2 ГГц. Обычно такие детекторы, выполненные в виде выносного пробника, подсоединяют непосредственно к исследуемому устройству. Погрешность коэффициента передачи пиковых детекторов составляет от 1 % на низких частотах до 10...20 % на верхней границе частотного диапазона.

Эффективность пиковых детекторов снижается при увеличении скважности исследуемого импульсного напряжения, на погрешность измерений на низких частотах влияет ёмкость  $C$  детектора.

Вольтметры с пиковыми детекторами градуируют в среднеквадратических значениях гармонического напряжения, поэтому амплитуду измеряемого напряжения получают умножением показания прибора на 1,41.

Преобразователи средневыпрямленного значения представляют собой двухполупериодные диодные выпрямители. Погрешность преобразования, зависящую от нестабильности вольт-амперных характеристик диодов, снижают, включая диоды в цепь отрицательной обратной связи. Погрешность преобразователей с обратной связью может составлять до 0,01 %, а верхняя граница рабочих частот лежит в пределах 50...100 кГц.

Среднеквадратическое значение напряжения измеряют тепловыми методами или вычисляют в аналоговой форме. Наиболее употребительный тепловой метод основан на использовании термопар. В таких преобразователях используют отрицательную обратную связь, позволяющую исключать влияние на результат измерений температурной нестабильности термопар и уменьшать время измерений.

Основным элементом цифровых вольтметров постоянного напряжения является АЦП. Во многих АЦП точных вольтметров измеряемое постоянное напряжение преобразуют во временной интервал, измеряемый затем цифровым методом. Преобразователи, основанные на сравнении из-

меряемого напряжения с образцовым пилообразным, измеряют мгновенное значение напряжения и поэтому непомерно устойчивы. Погрешности, обусловленные смещением нуля усилителей и изменением их коэффициента передачи, в микропроцессорных вольтметрах уменьшают методом образцовых мер.

Наиболее распространены методы, основанные на интегрировании входного напряжения на интервале, кратном периоду помехи, что позволяет исключить влияние на результат измерений периодических наводок на входные цепи прибора и ослабить влияние шумов. Широко используют метод двойного интегрирования и более сложные методы с периодическим неполным разрядом конденсатора интегратора, позволяющие создавать вольтметры с погрешностью 0,001 %.

### Контрольные вопросы

1. Что называется амплитудным, средним, средневыпрямленным и средним квадратическим значениями напряжения или тока?

2. Какие коэффициенты устанавливают связь между амплитудным и средним квадратическим, между средним квадратическим и средним значениями напряжения (тока)?

3. Чему равны коэффициенты амплитуды и формы для гармонической формы сигнала?

4. Из-за чего может возникать методическая погрешность при измерении несинусоидального сигнала? Приведите примеры приборов, в которых наблюдается такая погрешность.

5. Приведите основные схемы построения электронных аналоговых вольтметров и укажите их отличия.

6. Объясните работу амплитудного диодного преобразователя переменного тока в постоянный. Почему амплитудный преобразователь является наиболее высокочастотным?

7. Как функционирует преобразователь среднего квадратического значения, реализованный с помощью кусочно-линейной аппроксимации вольт-амперной характеристики?

8. Приведите основные схемы построения цифровых вольтметров и назовите их отличия.

9. Как возникают на входе цифрового вольтметра помехи общего и нормального вида? Каковы методы борьбы с ними?

10. На каком принципе строят вольтметры времяимпульсного типа?

## Глава 5. ИЗМЕРЕНИЕ ВРЕМЕННЫХ ИНТЕРВАЛОВ

### 5.1. Общие сведения об измерении временных интервалов

Решение многих научных и технических проблем связано с измерением интервалов времени, разделяющих два характерных момента какого-либо процесса. Чаще всего задача заключается в измерении интервалов времени между двумя импульсами.

Подобные измерения необходимы при разработке и испытании всевозможных схем задержки и синхронизации, при исследовании многоканальных систем с временным разделением каналов, применяемых в связи и радиотелеметрии, устройств радиотелеуправления, аппаратуры, используемой в ядерной физике, вычислительной технике и т. д.

Задача измерения интервалов времени также важна вследствие широкого применения во многих областях радиоэлектроники и автоматики преобразований непрерывных (аналоговых) величин в дискретные. Преобразование непрерывных величин в цифровые – одно из главных направлений развития измерительной техники. Именно это направление позволило получить прямопоказывающие приборы с цифровым отсчетом и автоматизировать процессы измерений. Следует подчеркнуть, что во многих случаях преобразование аналоговых величин в цифровой код осуществляется в результате промежуточного преобразования измеряемой величины в интервал времени.

Будем полагать, что измеряемый интервал времени  $\Delta t$  задан двумя импульсами (рис. 5.1). Условно назовём первый импульс опорным, а второй интервальным (при измерении длительности прямоугольного импульса опорному импульсу соответствует фронт исследуемого сигнала, а интервальному – срез).

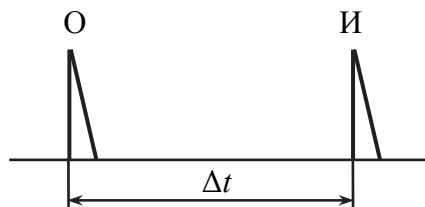


Рис. 5.1. Опорный (О) и интервальный (И) импульсы

Методы измерения интервалов времени разнообразны. К числу наиболее известных относятся методы временных развёрток, преобразования в цифровой код, нулевой и совпадения.

## 5.2. Цифровое измерение временных интервалов

### 5.2.1. Структурная схема цифрового измерителя временных интервалов

Большинство современных цифровых измерителей временных интервалов реализуют метод последовательного счёта (рис. 5.2). Сущность метода последовательного счёта состоит в представлении измеряемого интервала  $\tau_{\text{изм}}$  в виде последовательности некоторого количества импульсов, следующих друг за другом через одинаковые эталонные промежутки времени  $\tau_{\text{эт}}$ .

По количеству импульсов последовательности, называемой квантующей, судят о длительности измеряемого интервала. Очевидно, что количество импульсов квантующей последовательности является цифровым кодом интервала  $\tau_{\text{изм}}$ .

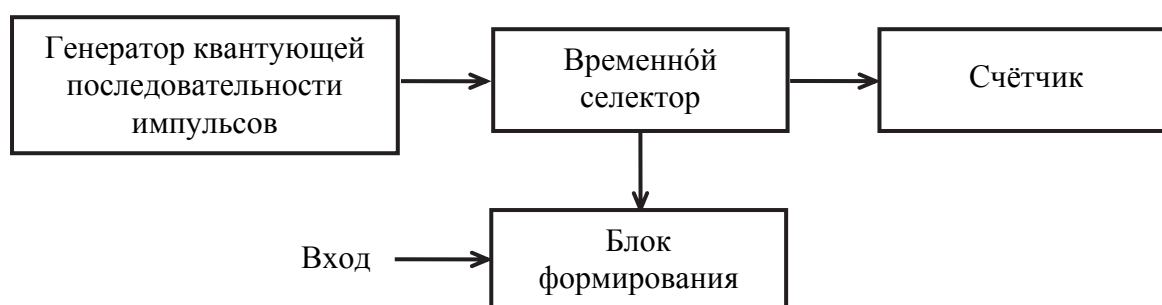


Рис. 5.2. Функциональная схема цифрового измерителя временных интервалов, реализующая метод последовательного счёта

Функционирует схема следующим образом. На временной селектор поступают импульсы с генератора квантующей последовательности. Временной селектор управляется прямоугольным импульсом, длительность которого равна измеряемому интервалу  $\tau_{\text{изм}}$ . Управляющий импульс формируется блоком формирования.

При наличии управляющего импульса через селектор проходят импульсы квантующей последовательности, которые затем регистрируются счётчиком.

Как известно, относительная погрешность однократного измерения (преобразования интервала)

$$\delta_{\text{о.изм}} = \pm\delta_0 \pm 1/N, \quad (5.1)$$

где  $\delta_0$  — относительная погрешность периода квантующих импульсов;  
 $N$  — количество импульсов, зарегистрированных счётчиком.

Соответственно абсолютная погрешность

$$\Delta\tau_{0.изм} = \pm \delta_0 \cdot N \cdot \tau_0 \pm \tau_0. \quad (5.2)$$

При достаточно малом значении  $\delta_0$  погрешность однократного измерения будет в основном определяться погрешностью дискретности  $\pm\tau_0$ . Следует заметить, что значение погрешности  $\pm\tau_0$  является предельным.

Измеряемый интервал (рис. 5.3)

$$\tau_{изм} = N \cdot \tau_0 + \Delta\tau_1 - \Delta\tau_2. \quad (5.3)$$

Величины  $\Delta\tau_1$  и  $\Delta\tau_2$  являются составляющими абсолютной погрешности.

При независимости величин  $\Delta\tau_1$  и  $\Delta\tau_2$  и равномерной плотности распределения их значений в пределах  $\tau_0$  плотность распределения суммарной погрешности подчиняется закону Симпсона.

Из приведённых соотношений для погрешности преобразователя последовательного счёта видим, что её уменьшение для однократного измерения возможно при уменьшении  $\delta_0$  и  $\tau_0$ .

Уменьшение  $\delta_0$  связано с повышением стабильности частоты кварцевых генераторов и принципиальных трудностей не встречает.

В настоящее время величина  $\delta$  может быть сведена до  $10^{-8} \dots 10^{-9}$  за неделю.

Уменьшение величины  $\tau_0$  связано с увеличением быстродействия пересчётных схем и других узлов, что встречает принципиальные трудности.

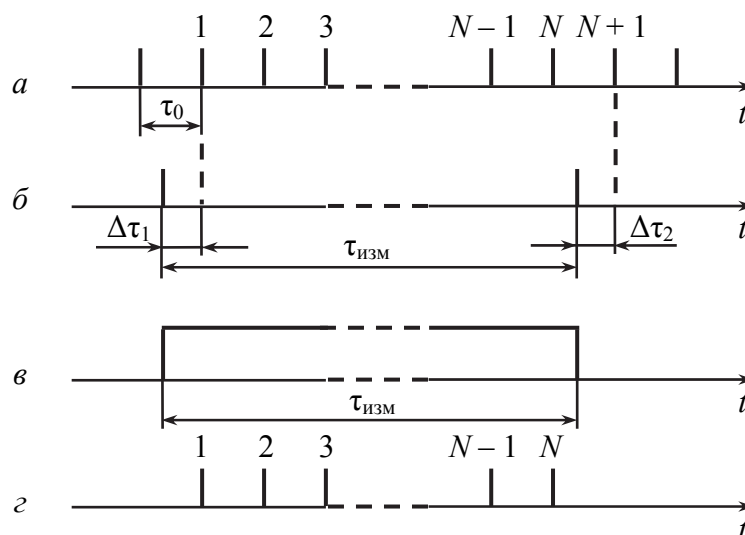


Рис. 5.3. Временная диаграмма при методе последовательного счёта:  
 а – импульсы квантующей последовательности; б – импульсы, определяющие начало и конец измеряемого интервала; в – управляющий импульс;  
 г – импульсы на выходе селектора

Достигнутое в настоящее время быстродействие элементной базы ограничивает  $\tau_0$  значением 10 нс. Практически уменьшение погрешности временных интервалов на основе последовательного счёта возможно двумя способами.

Первый из них – это увеличение быстродействия пересчётных схем и соответствующее уменьшение  $\tau_0$ .

Другой связан с использованием различных методов учёта промежутков  $\Delta\tau_1$  и  $\Delta\tau_2$  (рис. 5.3).

Методы учёта участков  $\Delta\tau_1$  и  $\Delta\tau_2$  могут иметь самостоятельное значение при создании измерительных приборов и устройств и будут рассматриваться отдельно. При этом будет очевидна их связь с методом последовательного счёта.

### 5.2.2. Погрешности цифрового метода измерения временных интервалов

При цифровом измерении временных интервалов выделяют следующие погрешности, классифицируемые по слагаемым измерения:

- а) погрешность меры;
- б) погрешность преобразования;
- в) погрешность сравнения (дискретности, квантования);
- г) погрешность фиксации (в данном случае отсутствует, поскольку используется цифровая индикация показаний).

Рассмотрим каждую из составляющих погрешностей.

**Погрешность меры** обусловлена в первую очередь нестабильностью частоты следования квантующих импульсов, вырабатываемых генератором импульсов.

Для уменьшения этой погрешности генератор квантующих импульсов выполняют по схеме с кварцевой стабилизацией частоты.

Относительная нестабильность частоты кварцевого генератора определяется выражением

$$\delta_{\text{кГ}} = \Delta f_{\text{кГ}} / f_{\text{кГ}}, \quad (5.4)$$

где  $\Delta f_{\text{кГ}}$  – абсолютная нестабильность частоты кварцевого генератора, Гц;  
 $f_{\text{кГ}}$  – частота настройки кварца, Гц.

На практике значение  $\delta_{\text{кГ}}$  не превышает  $10^{-8} \dots 10^{-9}$ . Нестабильность частоты кварцевого генератора включает две составляющие – долговременную и кратковременную. *Долговременная* нестабильность частоты вызывается в основном старением кварца, т. е. имеет систематический характер и вносит систематическую погрешность в измерение временных интервалов. Для её уменьшения кварцевый резонатор и часть деталей генератора помещают в термостат. Периодической корректировкой частоты

или поверкой генератора величина  $\delta_{\text{кг}}$  может быть уменьшена ещё на порядок.

Относительная погрешность меры равна относительной нестабильности частоты кварцевого генератора:  $\delta_{\text{м}} = \delta_{\text{кг}}$ .

Абсолютная погрешность меры прямо пропорциональна длительности измеряемого временного интервала  $\tau$ :

$$\Delta_{\text{м}} = \delta_{\text{кг}} \tau. \quad (5.5)$$

**Погрешность преобразования** обусловлена главным образом шумовой помехой, проявляющейся при формировании стробирующего импульса из опорного и интервального импульсов. Так как крутизна фронта импульсов конечна, то в результате суммирования напряжения помехи с напряжениями опорного и интервального импульсов смещаются моменты перебросов триггера относительно моментов достижения этими импульсами уровня запуска в отсутствие помехи. Следовательно, длительность сформированного триггером временного интервала отличается от измеряемого интервала  $\Delta t$  – появляется погрешность, которую называют погрешностью запуска триггера. При расчётах пользуются среднеквадратическим значением относительной погрешности запуска  $\delta_{\text{зап}}$ . Эта погрешность уменьшается при увеличении отношения крутизны фронта импульса к среднеквадратическому значению напряжения помехи, а также при усреднении результата  $X$  измерений интервала  $\Delta t$ .

Относительная погрешность преобразования определяется по формуле:

$$\delta_{\text{пр}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi q}}, \quad (5.6)$$

где  $q = U_{\text{м}} / \sigma_{\text{ш}}$  – отношение сигнал/шум по напряжению.

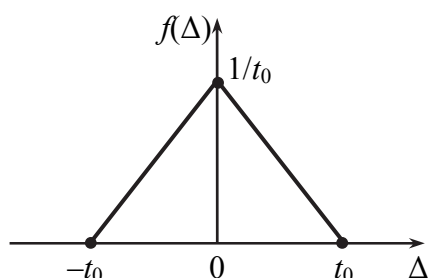
Абсолютная погрешность преобразования также прямо пропорциональна длительности измеряемого временного интервала  $\tau$ :

$$\Delta_{\text{пр}} = \delta_{\text{пр}} \tau = \frac{\tau}{\sqrt{2\pi q}}. \quad (5.7)$$

**Погрешность сравнения** определяется тем, что измеряемое значение интервала времени заменяется целым числом периодов следования счётных импульсов (с математической точки зрения такая процедура подобна округлению чисел). Это методическая погрешность, обусловленная дискретизацией непрерывной величины – измеряемого интервала времени – и называемая погрешностью дискретности. Она возникает вследствие того, что моменты появления счётных импульсов не синхронизированы с фронтом и срезом заполняемых ими временных интервалов.

Как видно из рис. 5.3, при измерении априорно неизвестного временного интервала цифровым измерителем с несинхронизированным квантованием погрешность измерения складывается из составляющих определения начала ( $\Delta\tau_1$ ) и конца ( $\Delta\tau_2$ ) временного интервала, распределённых по равномерному закону в интервалах  $(-\tau_0, 0)$  и  $(0, \tau_0)$  соответственно. Суммарная погрешность  $\Delta\tau_\Sigma = \Delta\tau_1 + \Delta\tau_2$  является случайной величиной, распределённой по закону Симпсона. Закон распределения суммарной погрешности приведен на рис. 5.4.

Рис. 5.4. Закон распределения суммарной погрешности несинхронизированного квантования априорно неизвестного временного интервала



Предельное значение погрешности дискретности (квантования) равно величине младшего разряда  $\tau_0$ :

$$\Delta_d = \pm\tau_0. \quad (5.8)$$

Максимальная относительная погрешность дискретности

$$\delta_d = \pm \frac{\tau_0}{\tau} = \pm \frac{\tau_0}{n\tau_0} = \pm \frac{1}{n}, \quad (5.9)$$

где  $n$  — число квантующих импульсов с периодом следования  $\tau_0$ , попадающих во временной интервал  $\tau$ .

**Среднеквадратическое значение погрешности** дискретности (квантования) априорно неизвестного временного интервала

$$\sigma_d = \frac{\tau_0}{\sqrt{6}}. \quad (5.10)$$

При измерении фиксированного временного интервала погрешность измерения принимает два дискретных значения и описывается рядом распределения, приведённым в табл. 5.1.

Таблица 5.1  
Погрешность измерения фиксированного временного интервала

$\Delta_i$	$-\tau$	$\tau_0 - \Delta\tau$
$P_i$	$1 - \Delta\tau/\tau_0$	$\Delta\tau/\tau_0$



Среднеквадратическое значение погрешности несинхронизированного дискретизации фиксированного временного интервала:

$$\sigma_d = \sqrt{\Delta\tau \cdot (\tau_0 - \Delta\tau)} = \sqrt{\frac{\Delta\tau}{\tau_0} \left(1 - \frac{\Delta\tau}{\tau_0}\right)} \cdot \tau_0. \quad (5.11)$$

Предельно допустимая абсолютная погрешность цифрового измерителя временных интервалов (ЦИВИ) определяется как сумма погрешностей меры, преобразования и дискретности:

$$\Delta_{\text{ЦИВИ}} = \Delta_m + \Delta_{\text{пр}} + \Delta_d = \delta_{\text{кг}} \tau + \delta_{\text{пр}} \tau + \tau_0, \quad (5.12)$$

где  $\delta_{\text{кг}}$  – относительная нестабильность частоты кварцевого генератора;  
 $\delta_{\text{пр}}$  – относительная погрешность преобразования;  
 $\tau_0$  – период следования квантовых импульсов (величина младшего разряда при измерении временного интервала).

Предельно допустимую основную погрешность измерения временных интервалов, выраженную в процентах от измеряемого временного интервала  $\tau$ , находят по формуле

$$\delta_{\text{ЦИВИ}} = \left( \delta_{\text{кг}} + \delta_{\text{пр}} + \frac{1}{n} \right) \cdot 100. \quad (5.13)$$

### 5.2.3. Методы уменьшения погрешности дискретности

При измерении коротких временных интервалов основную погрешность измерения составляет погрешность дискретности (квантования), обусловленная дискретизацией измеряемого интервала времени.

Из анализа принципа работы и структурной схемы измерителя временных интервалов (см. рис. 5.2) можно выделить следующие способы уменьшения погрешности квантования.

1. Повышение частоты квантовых импульсов  $f_{\text{кв}}$ . Недостатком данного способа является необходимость использования более быстродействующей и более дорогой элементной базы.

2. Измерение периодических сигналов. В данном случае нужно измерять  $K$  периодов входного сигнала вместо одного. При измерении  $K$  периодов входного сигнала абсолютная погрешность квантования не изменится:  $\Delta_d = \pm\tau_0$ , а относительная уменьшится в  $K$  раз:

$$\delta_d = \pm \frac{\tau_0}{\tau} = \pm \frac{\tau_0}{K \cdot T} = \pm \frac{1}{K} \delta_{d1}, \quad (5.14)$$

где  $\delta_{d1} = \pm \tau_0 / T$  – погрешность измерения одного периода.

### 5.2.3.1. Метод статистического усреднения

В ряде случаев нужно измерять не период, а временной интервал  $\tau_\phi$  внутри периодического сигнала (рис. 5.5), например, при измерении фазового сдвига между двумя колебаниями.

За время измерения  $K \cdot T$  будет получено  $K$  некоррелированных между собой измерений временных интервалов:  $\tau_{\text{изм } i} = n_i \cdot \tau_0$ , где  $i = 1, \dots, K$ .

Среднеквадратическая погрешность измерения в каждом из временных интервалов составляет  $\sigma(\tau_{\text{изм } i}) = \tau_0 / \sqrt{6}$ , при любом значении  $i$ .

Для уменьшения погрешности необходимо найти среднее значение  $K$  временных интервалов:

$$\bar{\tau} = \frac{1}{K} \cdot \sum_{i=1}^K \tau_{\text{изм } i}. \quad (5.15)$$

Дисперсия погрешности оценки среднего значения

$$\sigma^2(\bar{\tau}) = \sigma^2\left(\frac{1}{K} \cdot \sum_{i=1}^K \tau_{\text{изм } i}\right) = \frac{1}{K^2} \cdot \sum_{i=1}^K \sigma^2(\tau_{\text{изм } i}) = \frac{1}{K^2} \cdot K \cdot \frac{\tau_0^2}{6} = \frac{\tau_0^2}{6 \cdot K}. \quad (5.16)$$

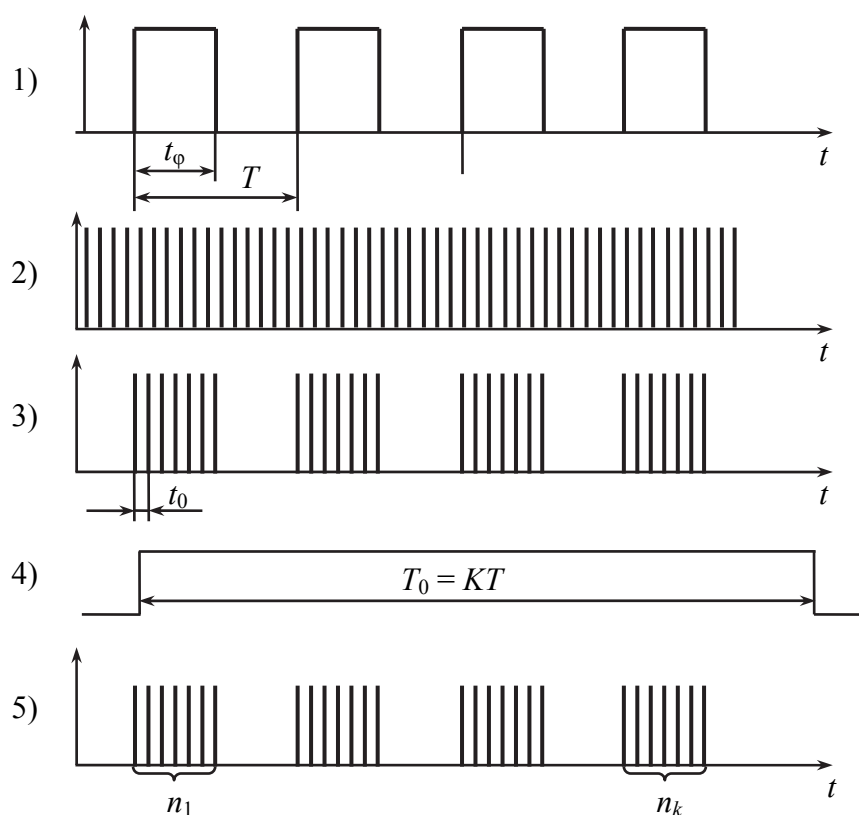


Рис. 5.5. Измерение временного интервала  $\tau_\phi$  внутри периодического сигнала

Среднеквадратическая погрешность среднего значения в  $K$  временных интервалах определяется как корень из дисперсии:

$$\sigma(\bar{\tau}) = \frac{\tau_0}{\sqrt{6 \cdot K}}. \quad (5.17)$$

Таким образом, метод статистического усреднения позволяет уменьшить погрешность в  $\sqrt{K}$  раз (при измерении  $K$  интервалов) по сравнению с погрешностью однократного измерения.

В реальных устройствах с жёсткой логикой среднее значение находят по формуле

$$\bar{\tau} = n_{\Sigma} \frac{\tau_0}{K}, \quad (5.18)$$

причём значения  $\tau_0$  и  $K$  выбирают кратными 10, следовательно, не требуется пересчёта при переходе от  $n_{\Sigma}$  к  $\bar{\tau}$ , т. е. прибор получается прямопоказывающим.

### 5.2.3.2. Метод корреляционного усреднения

В данном случае отношение  $T / \tau_0$  строго постоянно в течение всего времени измерения:

$$T / \tau_0 = z + 1 / K, \quad (5.19)$$

где  $z$  – целое число;

$K$  – число измеряемых временных интервалов.

В этом случае значения периода входного сигнала  $T$  и периода следования квантующих импульсов  $\tau_0$  оказываются коррелированными. Временная расстановка последовательности квантующих импульсов и измеряемого сигнала представлена на рис. 5.6.

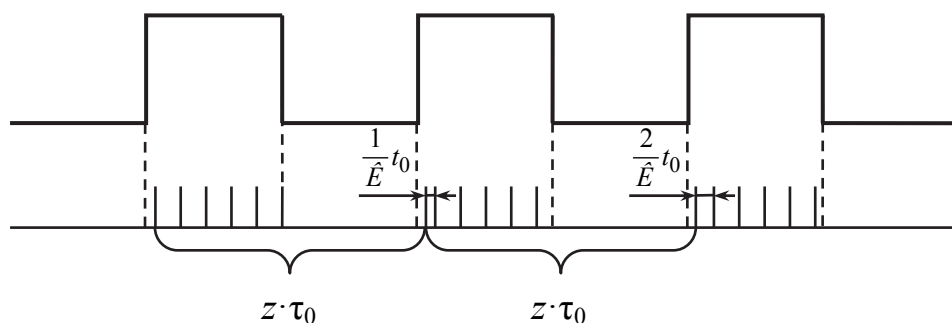


Рис. 5.6. Последовательность квантующих импульсов и измеряемого сигнала



Рис. 5.7. Последовательность квантовых импульсов, полученная наложением  $K$  временных интервалов

При смещении всех квантовых импульсов в один интервал (рис. 5.7) получится, что интервал  $\tau_\phi$  квантуется с периодом  $\tau_0^* = \tau_0 / K$ , что эквивалентно повышению частоты квантовых импульсов в  $K$  раз. Следовательно, в этом случае погрешность квантования уменьшится в  $K$  раз по сравнению с погрешностью измерения однократного временного интервала и составит

$$\sigma(\bar{\tau}) = \frac{\tau_0}{K \cdot \sqrt{6}}. \quad (5.20)$$

В реальных условиях значение периода входного сигнала  $T$  не может быть изменено, поэтому приходится подбирать частоту квантовых импульсов таким образом, чтобы обеспечить выполнение условия (5.20). Данная задача решается введением в схему цифрового измерителя временных интервалов петли фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), синхронизируемой периодом входного сигнала  $T$ .

Поскольку  $T / \tau_0 = z + 1 / K$ , то результаты  $\tau_{\text{изм } 1}, \dots, \tau_{\text{изм } k}$  коррелированы между собой, причём с отрицательным коэффициентом корреляции, равным  $-\sigma_\tau^2$ . При вычислении суммы дисперсия определяется по формуле

$$\sigma_\Sigma^2 = \sigma_{\tau_1}^2 + \sigma_{\tau_2}^2 + K_{\tau_1 \tau_2} = \sigma_\tau^2 + \sigma_\tau^2 - \sigma_\tau^2 = \sigma_\tau^2. \quad (5.21)$$

Таким образом, при суммировании  $\tau_{\text{изм}}$  не наблюдается увеличения дисперсии погрешности, т. е.  $\sigma_\Sigma^2 = \sigma_\tau^2$ .

При выполнении условия (5.20) квантование является оптимальным. При этом погрешность дискретности минимальна:

$$\sigma(\bar{\tau}) = \sigma_{\text{опт}} = \frac{\tau_0}{K \cdot \sqrt{6}}. \quad (5.22)$$

### 5.2.3.3. Метод рандомизации

Рассмотрим случай (рис. 5.8), когда отношение  $T / \tau_0$  является целым числом:  $T / \tau_0 = z$ .

Если совместить во времени  $K$  интервалов, то соответствующие квантовые импульсы совпадут.

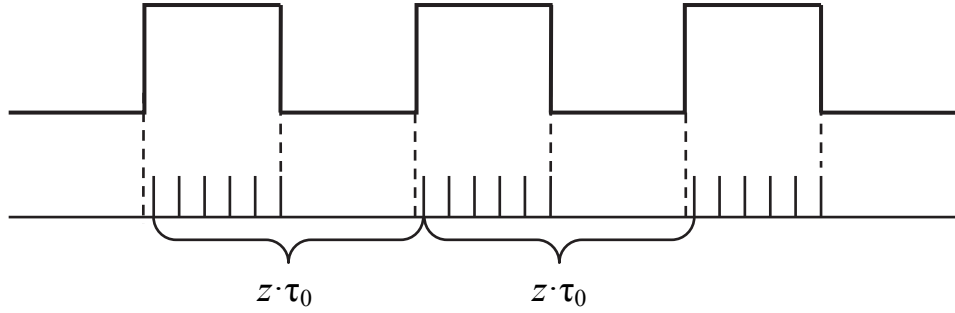


Рис. 5.8. Временная расстановка стробирующих и квантующих импульсов при  $T / \tau_0 = z$

В этом случае  $\tau_{\text{изм } 1} = \tau_{\text{изм } 2} = \dots = \tau_{\text{изм } K} = \tau_{\text{изм}}$ .  
Среднее значение  $K$  результатов измерений

$$\bar{\tau} = \left( \frac{1}{K} \cdot \sum_{i=1}^K \tau_{\text{изм } i} \right) = \frac{1}{K} \cdot K \cdot \tau_{\text{изм}}. \quad (5.23)$$

Среднеквадратическая погрешность среднего значения  $\sigma(\bar{\tau}) = \sigma(\tau_{\text{изм } i}) = \tau_0 / \sqrt{6}$ . Здесь усреднения не происходит, поскольку измерения одинаковы.

В данном случае измеренные значения временных интервалов  $\tau_{\text{изм } 1} = \tau_{\text{изм } 2} = \dots = \tau_{\text{изм } K} = \tau_{\text{изм}}$  также коррелированы, но с положительным коэффициентом корреляции, равным  $2 \cdot \sigma_{\tau}^2$ . При этом дисперсия суммы двух временных интервалов  $\tau_1$  и  $\tau_2$

$$\sigma_{\Sigma} = 2 \cdot \sigma_{\tau}^2. \quad (5.24)$$

При суммировании  $K$  временных интервалов получим

$$\sigma \left( \sum_{i=1}^K \tau_i \right) = K \cdot \sigma_{\tau}, \quad (5.25)$$

Отсюда

$$\sigma^2(\bar{\tau}) = \sigma^2 \left( \frac{1}{K} \cdot \sum_{i=1}^K \tau_{\text{изм } i} \right) = \frac{1}{K^2} \cdot \sigma^2 \cdot \sum_{i=1}^K (\tau_{\text{изм } i}) = \frac{1}{K^2} \cdot K^2 \cdot \sigma_{\tau} = \sigma_{\tau} = \frac{\tau_0}{\sqrt{6}}, \quad (5.26)$$

т. е. усреднения нет.

Для уменьшения погрешности квантования искусственно вводят шумовую погрешность измерения. Для этого можно случайным образом изменять период входного сигнала  $T$ , например, за счет пропуска сигнала через устройство с регулируемой задержкой. При этом происходит случайное смещение времени начала интервала  $\tau_{hi}$  и его конца  $\tau_{ki}$  (рис. 5.9).

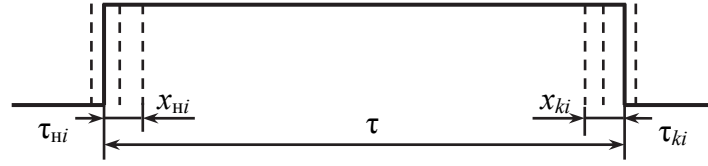


Рис. 5.9. Искусственное изменение длительности временного интервала:  
 $x_{hi}$  – случайное изменение времени начала интервала;  
 $x_{ki}$  – случайное изменение времени конца интервала

С учетом значений  $x_{hi}$  и  $x_{ki}$  результат измерения  $i$ -го временного интервала может быть записан в виде

$$\tau_{изм\ i} = [\tau_{ki} + x_{ki}] - [\tau_{hi} + x_{hi}], \quad (5.27)$$

где  $[\tau_{ki} + x_{ki}] - \left[ \frac{\tau_{hi} + x_{hi}}{\tau_0} \right] \cdot \tau_0$ .

Погрешность измерения в  $i$ -м значении временного интервала

$$\Delta\tau_i = \tau_{изм\ i} - \tau_i, \quad (5.28)$$

где  $\tau_i = \tau_{ki} - \tau_{hi}$  – истинное значение  $i$ -го временного интервала без шума.

Отсюда

$$\Delta\tau_i = [\tau_{ki} - \tau_{hi}] - [\tau_{hi} + x_{hi}] - \tau_{ki} + \tau_{hi}.$$

Прибавив и отняв значения  $x_{ki}$  и  $x_{hi}$ , получим

$$\Delta\tau_i = \tau_{hi} + x_{hi} - [\tau_{hi} + x_{hi}] - (\tau_{ki} + x_{ki} - [\tau_{ki} + x_{ki}]) + \tau_{ki} - \tau_{hi}.$$

Поскольку любое число может быть представлено в виде суммы целой и дробной части, то дробная часть числа может быть найдена как разность числа и его целой части:  $\{a\} = a - [a]$ , следовательно,

$$\Delta\tau_i = \{\tau_{hi} + x_{hi}\} - \{\tau_{ki} + x_{ki}\} + x_{ki} - x_{hi}.$$

При усреднении  $K$  интервалов получим среднеквадратическую погрешность в виде

$$\sigma(\bar{\tau}) = \frac{1}{K} \cdot \sum_{i=1}^K \Delta\tau_i = \frac{1}{K} \cdot \sum_{i=1}^K [\{\tau_{hi} + x_{hi}\} - \{\tau_{ki} + x_{ki}\} + x_{ki} - x_{hi}],$$

$$\sigma(\bar{\tau}) = \frac{1}{K} \cdot \sum_{i=1}^K (\Delta_1 + \Delta_2). \quad (5.29)$$

где  $\Delta_1 = \{\tau_{hi} - x_{hi}\} - \{\tau_{ki} - x_{ki}\}$  – составляющая погрешности, вызванная дробными значениями начала и конца временного интервала;

$\Delta_2 = x_{ki} - x_{hi}$  – составляющая погрешности, обусловленная зашумлением интервала.

Преобразовав выражение для  $\sigma(\bar{\tau})$ , получим  $\sigma(\bar{\tau}) = \sigma(\Delta_1) + \sigma(\Delta_2)$ .

Рассмотрим зависимость погрешностей  $\Delta_1$ ,  $\Delta_2$  и  $\sigma(\bar{\tau})$  от уровня среднеквадратического значения напряжения шумов  $\sigma_{\text{шк}}$  (рис. 5.10). В данном случае при увеличении  $x_{hi}$  и  $x_{ki}$  коэффициент корреляции и  $\sigma(\bar{\tau})$  уменьшаются. При  $\sigma_{\text{шн}} = \sigma_{\text{шк}} = \sigma_{\text{х опт}}$  достигается минимальная погрешность квантования:

$$\sigma_{\min} = k \frac{\tau_0}{\sqrt{6 \cdot K}}, \quad (5.30)$$

где  $k = 1, 2 \dots 2$ .

Таким образом удаётся добиться снижения погрешности измерения временного интервала при целом значении отношения  $T / \tau_0$ .

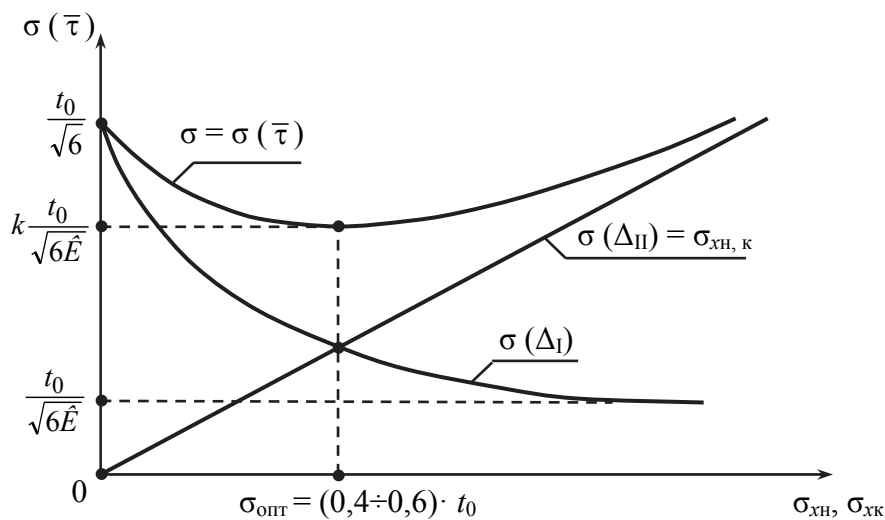


Рис. 5.10. Составляющие погрешности квантования

Вышеизложенное относится к случаю многократного измерения одного и того же временного интервала внутри периодического сигнала. Если же измеряемый сигнал не является периодическим, то его можно запомнить, а затем многократно измерить.

Погрешность квантования для рассмотренных методов может достигать десятых долей наносекунды и менее. Например, при измерении однократного временного интервала цифровым измерителем с несинхронизированным квантованием для частоты квантующих импульсов, составляющей 10 МГц, погрешность измерения составит  $\sigma(\tau) = \tau_0 / \sqrt{6} = 40,8$  нс. При усреднении 100 временных интервалов по методу статистического усред-

нения погрешность квантования уменьшится в 10 раз и составит 4,1 нс. При работе по методу корреляционного усреднения при тех же условиях погрешность уменьшится в 100 раз и составит 0,41 нс.

### 5.3. Метод задержанных совпадений

Рассмотрим функциональную схему измерителя временных интервалов, реализующую метод задержанных совпадений (рис. 5.11). Для простоты схема соответствует случаю, когда измеряемый интервал задаётся двумя импульсами. В данном варианте метод задержанных совпадений используется для учёта участка  $\Delta\tau_2$  измерителя временных интервалов, реализующего метод последовательного счета.

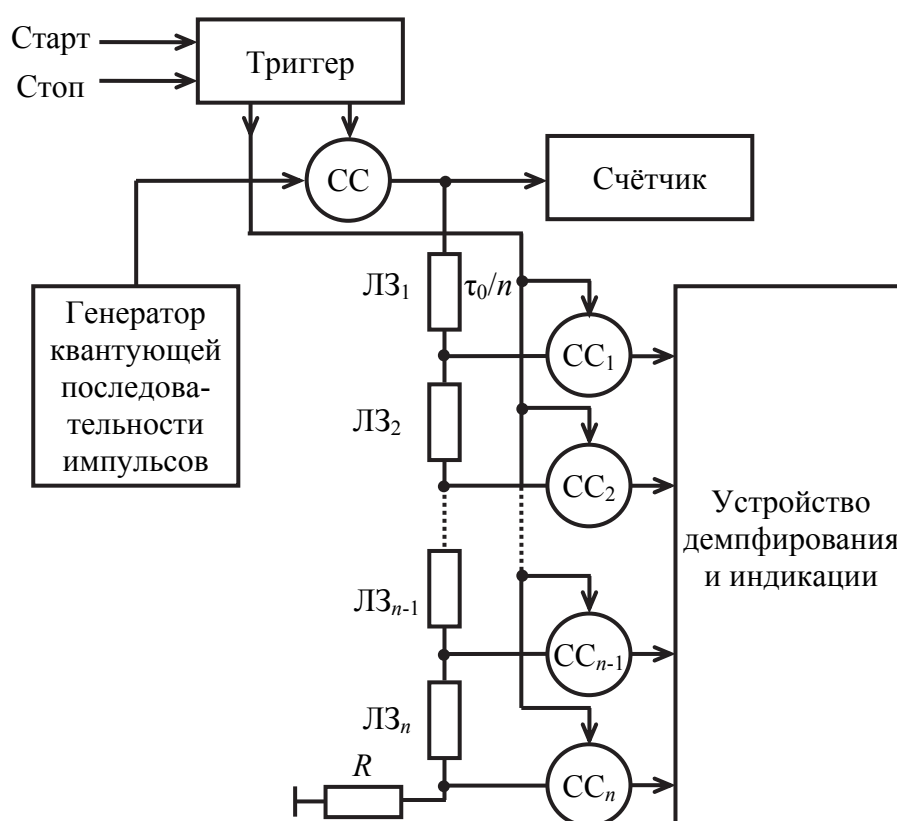


Рис. 5.11. Упрощённая функциональная схема измерителя временных интервалов по методу задержанных совпадений

Учёт участка можно осуществить также с помощью метода задержанных совпадений, но для этого известны и специальные методы, например метод старт-стопного деления. В данном случае предполагается синхронизация импульсов квантующей последовательности стартовым импульсом ( $\Delta\tau_1 = 0$ ).



Схема, представленная на рис. 5.11, работает следующим образом. Импульсы с генератора квантующей последовательности через схему совпадения  $CC$ , управляемую триггером, поступают одновременно на счётчик и секционированную линию задержки  $LZ_1, LZ_2, \dots, LZ_n$  с временем задержки каждой секции  $\tau_0/n$ . Отвод от каждой секции линии присоединён к одному из входов схем совпадений  $CC_1, CC_2, \dots, CC_n$ . Вторые входы схем совпадений соединены с одним из плеч триггера.

При поступлении стартового импульса открывается схема совпадения и счётчик регистрирует импульсы с его выхода. При этом схемы совпадений закрыты низким потенциалом, снимаемым с триггера.

С приходом стопового импульса прекращается счёт импульсов, поступающих со схемы совпадения. Перепад напряжения триггера открывает схемы совпадений. При этом если стоповый импульс приходит в момент времени, когда последний импульс совпадений находится в  $m$ -й секции линии задержки, то импульсы появятся на выходах схем от  $CC_1$  до  $CC_n$ . Импульсы совпадения поступают далее на устройство дешифрирования и индикации.

Таким образом, рассмотренная схема позволяет уменьшить абсолютную погрешность измерителя временных интервалов, реализующего метод последовательного счета и свести ее к  $\tau_0/n$ .

Величина  $n$  зависит от таких факторов, как длительность перепадов напряжения триггера, длительность импульсов на выходе схемы совпадения, широкополосность линии задержки, разрешающее время схем совпадений и др.

При больших  $n$  схема становится критичной в настройке и малонадёжной.

Практически с помощью описанного метода было достигнуто уменьшение погрешности дискретности до 50 нс для схем на полупроводниковых приборах и до 10 нс для схем на электронных лампах.

#### 5.4. Метод преобразования время – амплитуда

Рассмотрим этот подход (рис. 5.12) на примере его использования в измерителе последовательного счёта с целью учёта участка  $\Delta\tau_2$ . Для простоты, как и ранее, принято, что стартовый импульс синхронизирован с импульсами квантующей последовательности.

Импульсы квантующей последовательности с генератора поступают на первые входы схем совпадения 1 и 2, которые по вторым входам управляются триггером.

С приходом стартового импульса триггер опрокидывается, при этом открывается схема совпадения 2 и закрывается схема совпадения 1. Начи-

нает работать схема грубого измерения времени, состоящая из схемы совпадения 2 и счётчика.

Стоповый импульс возвращает триггер в исходное положение, закрывается схема совпадения 2 и открывается схема совпадения 1. Стоповый импульс одновременно поступает на преобразователь время – амплитуда и запускает его. Первый импульс с выхода схемы совпадения 1 прекращает работу преобразователя. На выходе преобразователя при этом возникает импульс, амплитуда которого пропорциональна длительности интервала между двумя импульсами – стоповым и первым импульсом с выхода схемы совпадения 2, т. е. пропорционально участку  $\Delta\tau_2$  (см. рис. 5.3). В качестве преобразователя время – амплитуда наиболее часто используется генератор линейного пилообразного напряжения, управляемый двумя импульсами – запускающим и останавливающим.

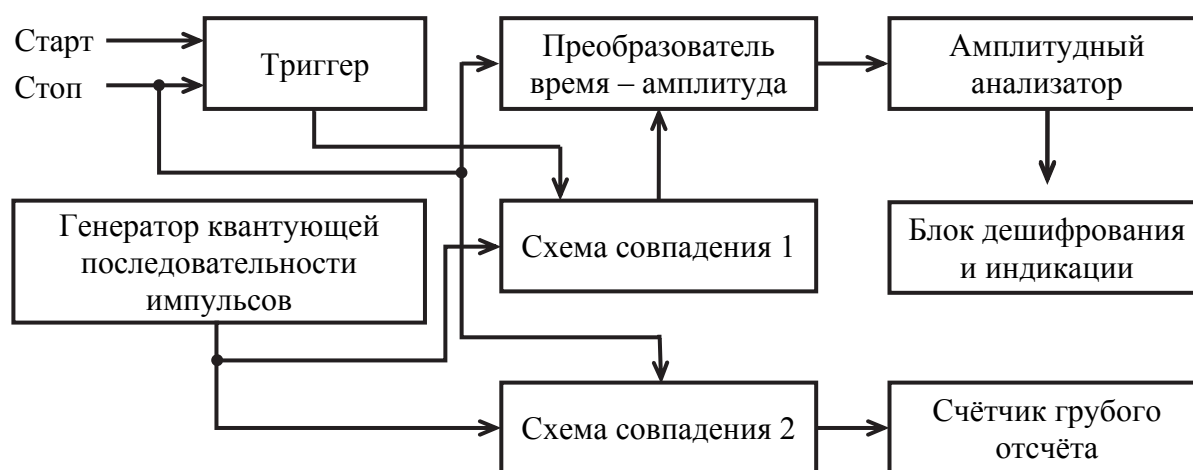


Рис. 5.12. Функциональная схема измерителя временных интервалов, реализующая метод преобразования время – амплитуда

Далее импульс с выхода преобразователя поступает на вход  $n$ -канального амплитудного анализатора. В простейшем случае амплитудный анализатор может быть выполнен в виде  $n$  параллельно соединенных интегральных дискриминаторов с равноотстоящими друг от друга порогами дискриминации.

В зависимости от амплитуды импульса на выходе преобразователя на выходе анализатора получится сигнал того или иного вида (вид сигнала зависит от типа используемого анализатора), несущий информацию о длительности интервала  $\Delta\tau_2$ . Этот сигнал поступает на блок дешифрирования и индикации.

Таким образом, возможно уменьшить абсолютную погрешность дискретности до значения  $\tau_0/n$ . Значение  $n$  зависит от линейности и стабиль-

ности преобразователя время – амплитуда, разрешающей способности анализатора амплитуды, задержек в отдельных узлах схемы.

## 5.5. Метод преобразования масштаба времени

Принцип действия цифрового измерителя временных интервалов, реализующий метод преобразования масштаба времени, состоит в том, что длительность измеряемого интервала  $\tau_{\text{изм}}$  преобразуется в импульс длительностью  $k \cdot \tau_{\text{изм}}$ , которая измеряется с помощью преобразователя последовательного счёта.

Обычно преобразование масштаба времени осуществляется в два этапа. Первый из них заключается в преобразовании вида время – амплитуда, второй – в преобразовании вида амплитуда – время.

Рассмотрим функциональную схему измерителя временных интервалов по методу преобразования масштаба времени (рис. 5.13).

Стартовый и стоповый импульсы, интервал  $\tau_{\text{изм}}$  между которыми требуется измерить, поступают на преобразователь масштаба времени. Импульс на выходе преобразователя, имеющий длительность  $k\tau_{\text{изм}}$ , управляет схемой совпадения, которая во время действия этого импульса пропускает квантуемые импульсы с генератора на счётчик. Следовательно, генератор, схема совпадения и счётчик представляют собой измеритель последовательного счёта, с помощью которого осуществляется измерение интервала  $k\tau_{\text{изм}}$ .

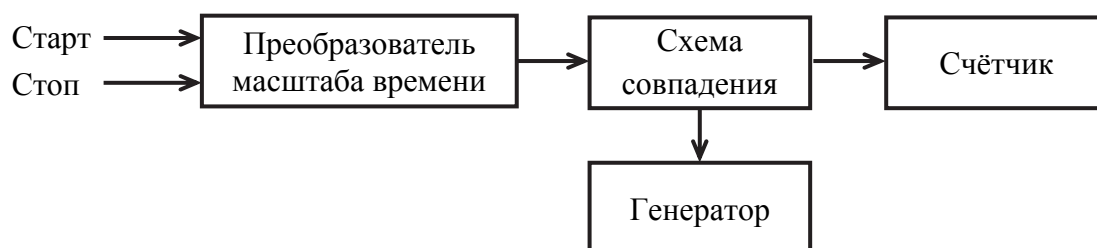


Рис. 5.13. Функциональная схема измерителя временных интервалов по методу преобразования масштаба времени

Очевидно, что для измеряемого интервала

$$k\tau_{\text{изм}} = N \cdot \tau_0 / k, \quad (5.31)$$

где  $N$  – количество импульсов, зарегистрированных счётчиком.

Таким образом, рассматриваемый метод позволяет измерить малые интервалы времени, не прибегая к быстродействующим пересчетным схемам.

Погрешность измерителя по методу преобразования масштаба времени определяется в основном значением и постоянством коэффициента преобразования  $k$ .

Выражение для погрешности за счет изменения номинального значения  $k_0$  можно записать в виде

$$\Delta\tau_{\text{изм}(k)} = \tau_0 \cdot \Delta k / k_0 \cdot (k_0 - \Delta k), \quad (5.32)$$

где  $k_0$  – номинальное значение  $k$ ;

$\Delta k$  – отклонение  $k$  от номинального значения.

Построение преобразователя масштаба времени может быть осуществлено самыми различными способами.

Рассмотрим один из возможных вариантов, функциональная схема которого приведена на рис. 5.14.

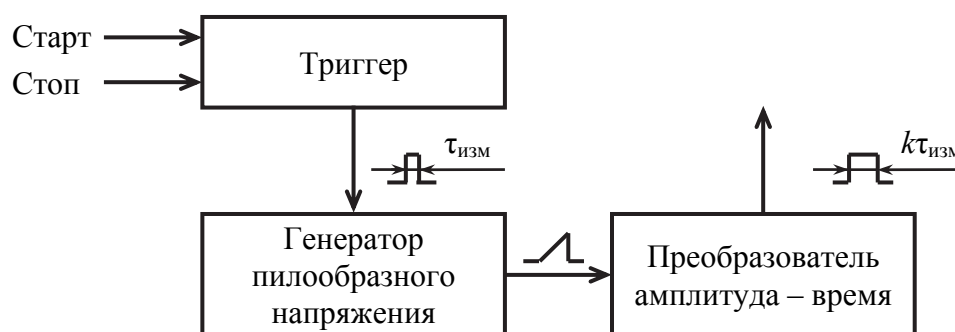


Рис. 5.14. Один из вариантов структурной схемы преобразователя масштаба времени

Триггер формирует прямоугольный импульс с длительностью, равной измеряемому интервалу  $\tau_{\text{изм}}$ .

Импульсы триггера запускают генератор линейного пилообразного импульса, амплитуда которого пропорциональна измеряемому интервалу  $\tau_{\text{изм}}$ . Далее пилообразный импульс поступает на преобразователь амплитуда – время, который формирует прямоугольный импульс длительностью  $k\tau_{\text{изм}}$ .

## 5.6. Нониусный метод измерения временных интервалов

Нониусный метод нашел широкое применение в технике измерения интервалов времени как в качестве средства уменьшения погрешности цифрового измерителя временных интервалов, реализующего метод последовательного счёта, так и в качестве самостоятельного метода построения некоторых измерительных устройств.

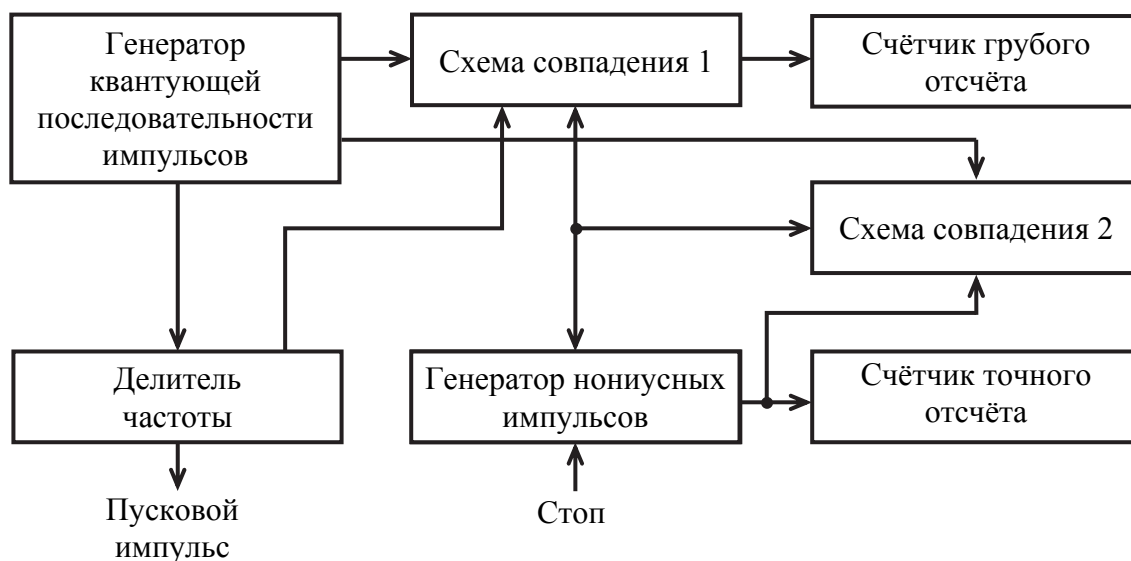


Рис. 5.15. Функциональная схема измерителя временных интервалов по нониусному методу

Рассмотрим функциональную схему измерителя интервалов времени с нониусным методом уменьшения погрешности  $\Delta\tau_2$  и синхронизацией стартового импульса ( $\Delta\tau_1 = 0$ ). Схема работает следующим образом (рис. 5.15). Импульсы с генератора квантующей последовательности поступают на входы схем совпадения и на вход делителя частоты. Делитель частоты формирует импульсы, синхронные с квантующей последовательностью и служащие для запуска исследуемых устройств. Одновременно импульсы делителя открывают схему совпадения, выходные импульсы которого регистрируются счетчиком грубого отсчета.

Генератор нониусных импульсов запускается стоповым импульсом. Генерируемые им импульсы с периодом  $\tau_n = (n-1) / n$ , где  $n$  – целое число, поступают на другой вход схемы совпадений и одновременно регистрируются счетчиком точного отсчета. Через некоторый промежуток времени, зависящий от длительности участка  $\tau_0 - \Delta\tau_2$  (см. рис. 5.3), произойдет совпадение импульсов квантующей и нониусной последовательностей. Импульс схемы совпадения блокирует генератор нониусных импульсов. Очевидно, что количество импульсов, зарегистрированных счетчиком, пропорционально длительности участка  $\tau_0 - \Delta\tau_2$ .

Измеренный интервал

$$\tau_{\text{изм}} = (N - N_n) \tau_0 + N_n \Delta\tau_n, \quad (5.33)$$

где  $N$  – показания счетчика грубого отсчета;  
 $N_n$  – показания счетчика точного отсчета;  
 $\Delta\tau_n$  – шаг нониуса, равный  $\tau_0/n$ .

Таким образом, нониусный метод позволяет свести абсолютную погрешность измерений к величине  $\tau_0 / n$ . При этом величина  $n$  может достигать достаточно больших значений (несколько десятков и даже сотен), что и обуславливает широкое распространение метода.

Использование нониусного метода при больших значениях  $n$  предъявляет к узлам схемы ряд требований, наиболее существенными из которых являются:

- высокая стабильность частоты нониусной последовательности;
- высокая стабильность параметров импульсов обеих последовательностей;
- высокая разрешающая способность схем совпадений.

Существенным недостатком нониусного метода является неудобство отсчёта результатов измерений по нескольким таблом с последующими вычислениями. Абсолютная погрешность нониусного метода может быть сведена к 1 нс.

\*\*\*

В данной главе изложены сведения точных измерений временных параметров сигналов, основанных на использовании эталонных отрезков времени, состоящих из целого числа периодов повторения счётных импульсов. Импульсы формируют из выходного напряжения кварцевого генератора с относительной нестабильностью частоты  $10^{-7} \dots 10^{-9}$ .

Наиболее употребительны цифровые методы измерений, основанные на счете числа импульсов, заполнивших определённый интервал. Временные интервалы и период повторения находят по числу заполнивших их счётных импульсов с известным периодом повторения. Частоту определяют по числу импульсов, сформированных из исследуемого напряжения и заполнивших эталонный интервал времени.

Цифровому методу свойственна погрешность дискретизации, предел которой равен периоду повторения счётных импульсов, заполнивших интервал. Минимальное значение периода повторения определяется быстродействием счётчиков и для выпускаемых промышленностью приборов составляет 2...10 нс. Предельная относительная погрешность дискретизации обратно пропорциональна числу импульсов, заполнивших интервал.

### Контрольные вопросы

1. Перечислите основные методы измерения интервалов времени.
2. В чем заключается метод последовательного счёта измерения интервалов времени?

3. Перечислите погрешности цифрового метода измерения временных интервалов.

4. Какие методы применяются для уменьшения погрешности дискретности.

5. Поясните сущность метода статистического усреднения.

6. Поясните сущность метода корреляционного усреднения.

7. В чем заключается метод рандомизации?

8. Назовите особенности реализации метода задержанных совпадений.

9. В чем преимущества метода преобразования время – амплитуда.

10. Поясните принцип действия цифрового измерителя временных интервалов, реализующий метод преобразования масштаба времени.

11. Назовите достоинства и недостатки нониусного метода измерения временных интервалов

## Глава 6. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ

### 6.1. Определение мгновенной и средней частоты

Большинство методов измерений временных характеристик сигналов основано на использовании сигналов эталонной частоты, которую обычно воспроизводит встроенный в средство измерений генератор. Для оценки погрешностей таких приборов важно знать характеристики эталонной частоты.

Мгновенную частоту колебания высокостабильного генератора можно представить в виде суммы:

$$\omega(t) = \omega_0 + \omega_n \alpha t + \Delta\omega(t), \quad (6.1)$$

где  $\omega_n$  – номинальное значение частоты, например, указанное на шкале прибора или в его паспорте;

$\omega_0$  – значение частоты при выпуске или поверке прибора;

$\alpha$  – коэффициент, зависящий от стабильности частоты;

$\Delta\omega(t)$  – флюктуационное изменение частоты.

Как следует из рис. 6.1, нестабильность частоты можно представить в виде суммы медленного систематического ухода и быстрых случайных изменений.

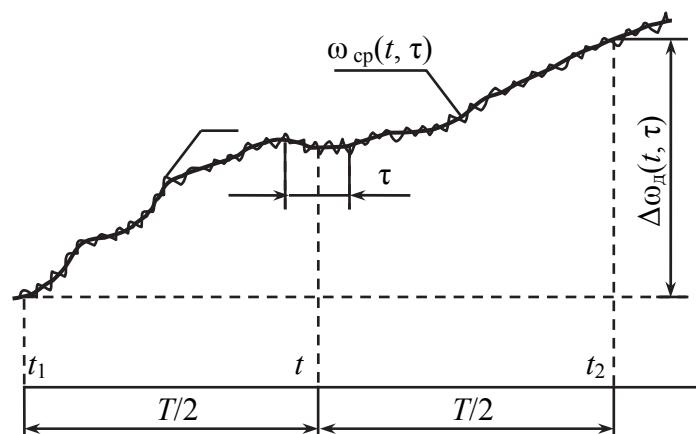


Рис. 6.1. Изменение мгновенной частоты

Действительное значение частоты оценивают её усредненным на интервале измерений  $\tau$  значением:

$$\omega_{\text{ср}}(t, \tau) = \frac{1}{\tau} \int_{t-\tau/2}^{t+\tau/2} \omega(t) dt. \quad (6.2)$$



Значения усреднённой частоты получают по показанию электронно-счётного частотомера с временем счета  $\tau$ . Минимальный интервал ограничен периодом одного колебания, при максимальном интервале медленный уход частоты должен быть пренебрежимо мал.

## 6.2. Классификация методов измерения частоты

### 6.2.1. Метод заряда – разряда ёмкости

Метод основан на измерении среднего тока разряда и заряда образцового конденсатора, переключаемого с заряда на разряд с измеряемой частотой. Метод применяется от 10 Гц до сотен килогерц. Реализованные на его основе приборы имеют погрешность измерения частоты 1,5...2 %.

Электронные конденсаторные частотомеры используются для измерения частоты периодических напряжений в диапазоне от 20 Гц до 500 кГц. Приведённая погрешность таких приборов обычно составляет 1,0–2,5 %.

Принцип действия электронного конденсаторного частотомера показан на рис. 6.2, а временные диаграммы приведены на рис. 6.3.

Напряжение  $u(t)$ , частота которого изменяется (рис. 6.2, 6.3), подаётся на вход усилителя-формирователя УФ, усиливающего входное напряжение и формирующего из него прямоугольное напряжение. Этим напряжением управляется схема электронного ключа ЭК. Предполагается, что при отрицательных сигналах ключ ЭК разомкнут, а при положительных замкнут. При разомкнутом состоянии ключа ЭК в течение половины периода конденсатор  $C$  через сопротивление  $R_A$  заряжается до значения ЭДС источника  $E$ . Ток заряда  $i_3$  протекает через диод  $VD_1$ . При замыкании ключа ЭК конденсатор  $C$  разряжается через замкнутый ключ, измеритель  $PS$  и диод  $VD_2$ .

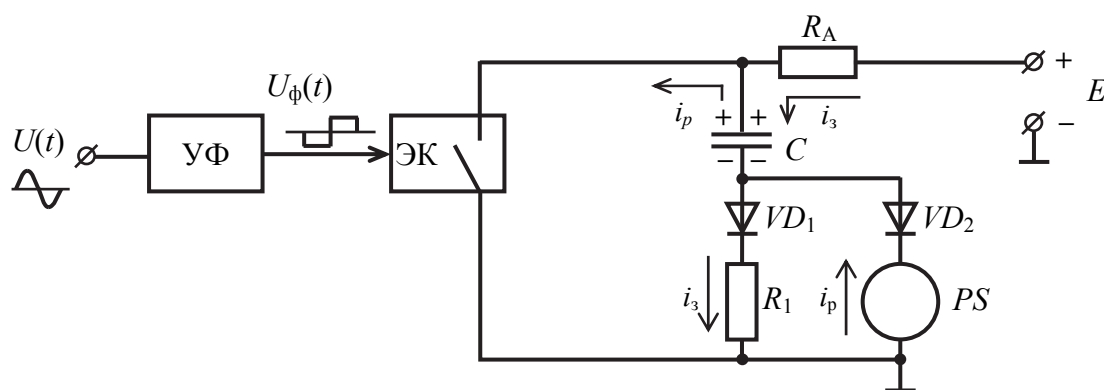


Рис. 6.2. Структурная схема электронного конденсаторного частотомера

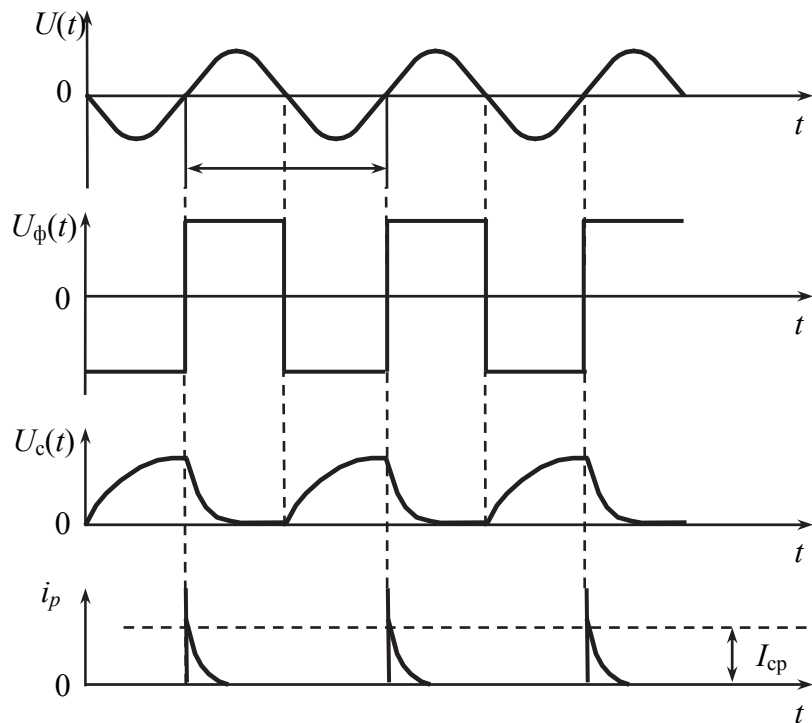


Рис. 6.3. Временная диаграмма сигналов электронного конденсаторного частотомера

Заряд конденсатора  $C$  до напряжения питания произойдет при выполнении условия

$$t_3 \ll 0,5 T, \quad (6.3)$$

где  $t_3$  – время заряда;

$T$  – период входного напряжения.

Полный разряд конденсатора  $C$  произойдет при выполнении условия

$$t_p \ll 0,5 T, \quad (6.4)$$

где  $t_p$  – время разряда.

При выполнении условий (6.3) и (6.4) конденсатор  $C$  за первую половину периода запасает заряд  $q$ . За вторую половину периода это количество электричества проходит через измеритель И:

$$q = E \cdot C, \quad (6.5)$$

где  $E$  – ЭДС источника питания.

Показания измерителя магнитоэлектрической системы пропорциональны среднему току, проходящему через него:

$$\alpha = K_{\Pi} \cdot I_{cp}, \quad (6.6)$$

$$I_{\text{cp}} = \frac{1}{T} \int_0^t i_p(t) dt, \quad (6.7)$$

$$q = \int_0^t i_p(t) dt, \quad (6.8)$$

$$F = 1 / T, \quad (6.9)$$

где  $\alpha$  – показания прибора;  
 $K_{\text{п}}$  – коэффициент пропорциональности;  
 $I_{\text{cp}}$  – среднее значение разрядного тока;  
 $i_p$  – мгновенное значение тока разряда конденсатора;  
 $t$  – текущее время;  
 $f$  – частота входного напряжения.

На основании соотношений (6.6)–(6.9) можно записать следующее:

$$\alpha = K_{\text{п}} \cdot \frac{1}{T} \cdot q = K_{\text{п}} \cdot f \cdot E \cdot C, \quad (6.10)$$

$$K = K_{\text{п}} \cdot E \cdot C, \quad (6.11)$$

$$\alpha = K \cdot f, \quad (6.12)$$

где  $K$  – коэффициент пропорциональности по частоте.

Выражение (6.12) свидетельствует, что показания рассматриваемого прибора прямо пропорциональны частоте входного сигнала.

### 6.2.2. Резонансный метод

Измерение этим способом сводится к настройке избирательной цепи на частоту сигнала. Частоту отсчитывают по положению элемента настройки. Такими цепями могут быть мостовые схемы и колебательные контуры. В настоящее время мостовые измерители частоты, область применения которых ограничена низкими частотами, полностью вытеснены приборами других типов. Практическое применение нашли лишь измерители частоты с использованием резонансного контура, называемые резонансными частотомерами. Эти простые приборы охватывают частотный диапазон от сотен килогерц до сотен гигагерц. На частотах до сотни мегагерц применяются резонансные контуры с сосредоточенными параметрами, а на более высоких частотах – резонаторы различных типов.

Рассмотрим упрощённую схему резонансного частотомера с контуром (рис. 6.4). Напряжение неизвестной частоты  $f_x$  через катушку связи  $L_{\text{св}}$  подводится к контуру, состоящему из эталонных катушки  $L$  и переменного

конденсатора  $C$ . Настройка контура производится изменением ёмкости. Состояние резонанса определяется магнитоэлектрическим прибором по максимуму напряжения на части катушки. Значение измеренной частоты считывается со шкалы конденсатора.

В диапазоне метровых и дециметровых волн роль колебательной системы выполняет короткозамкнутый отрезок коаксиальной линии с волновым сопротивлением  $\rho$ . Максимальная длина линии выбирается меньше четверти длины волны (рис. 6.5, *a*).

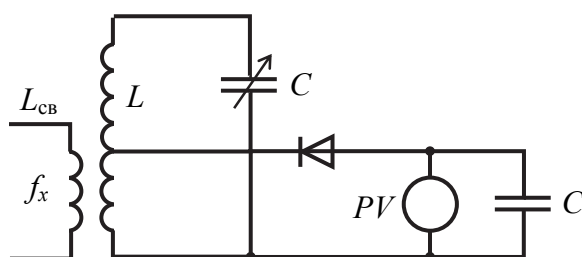


Рис. 6.4. Упрощённая схема резонансного частотомера на сосредоточенных элементах

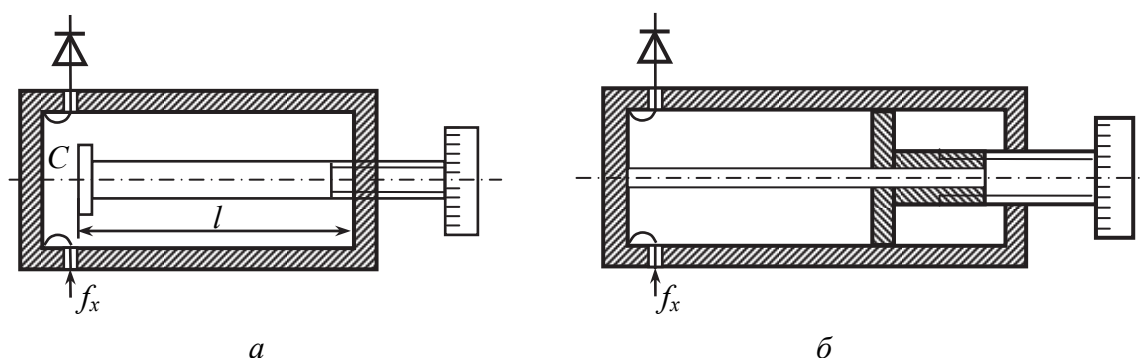


Рис. 6.5. Резонансный частотомер на объёмных резонаторах:  
*a* – для диапазона метровых и дециметровых волн; *б* – для коротких волн

Для связи с источником колебаний и детектором предназначены две петли, помещённые в максимум магнитного поля. Если резонатор не настроен, то непосредственная связь между петлями ничтожно мала и ток детектора равен нулю. Настройка резонатора производится изменением длины  $l$  короткозамкнутого отрезка коаксиальной линии с помощью микрометрического механизма, снабжённого шкалой. При резонансе интенсивность поля в коаксиальной линии максимальна и индикатор показывает максимум. Условие резонанса имеет следующий вид:

$$\frac{1}{\omega_p C} = \rho \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}, \quad (6.13)$$

где  $C$  – ёмкость между концом внутреннего проводника и стенкой резонатора;

$\lambda$  – длина волны;

$\omega_p$  – соответствующая ей частота.

Связь между  $l$  и частотой получается нелинейной, и для отсчёта частоты приходится пользоваться градуировочными таблицами или графиками.

На более коротких волнах применяют коаксиальные резонаторы с короткозамкнутым отрезком коаксиальной линии (рис. 6.5, б). Как известно, в такой системе резонанс наступает при  $l = k \cdot \lambda / 2$ , где  $k$  – целое число.

Добротность резонансных частотомеров с коаксиальными резонаторами составляет до  $3 \cdot 10^3$ . На волнах сантиметрового и миллиметрового диапазонов применяют волномеры с круглыми цилиндрическими резонаторами, нагруженная добротность которых может составлять до  $10^4$ .

В круглых резонаторах возможно появление волн различных типов. При этом заданному положению поршня соответствует несколько резонансных частот. Колебания нежелательных типов устраняются или ослабляются по сравнению с колебаниями основного типа различными конструктивными мерами.

Погрешность измерения частоты с помощью резонансных частотомеров определяется следующими основными факторами: погрешностью градуировки, нестабильностью резонансной частоты колебательной системы, влиянием связи с генератором и индикатором, неточностью фиксации резонанса. Погрешность градуировки может быть большой, если появляются неисправности в механизме настройки, который имеет довольно сложную конструкцию. Эта погрешность возрастает вследствие износа деталей механизма, появления перекосов и люфтов.

Нестабильность резонансной частоты частотомера обусловлена главным образом изменением температуры. Степень ее влияния определяется температурным коэффициентом частоты (ТКЧ), который для  $LC$ -контура составляет  $10^{-4}$ , а ТКЧ для резонаторов приблизительно на порядок меньше и может быть уменьшен термокомпенсацией. В некоторых случаях влияние температуры учитывается поправкой, иногда вводится поправка и на влажность воздуха.

За счет связи с индикатором и источником измеряемой частоты в резонатор вносятся активные и реактивные сопротивления. Рост активных потерь уменьшает добротность, а непостоянство вносимых реактивных сопротивлений приводит к смещению резонанса. Уменьшение погрешностей, обусловленных влиянием индикатора и источника сигнала, достигается уменьшением связи, но при этом уменьшается подводимое к детектору напряжение и в схему после детектора приходится вводить усилители.

### 6.2.3. Метод нулевых биений

Источником колебаний опорных частот обычно является измерительный генератор с плавной или плавно-ступенчатой настройкой, частоту которого  $f_0$  можно установить равной измеряемой частоте  $f_x$ . Если частоты  $f_0$  и  $f_x$  являются звуковыми, то об их равенстве можно приближённо судить, прослушивая поочерёдно тона создаваемых ими колебаний при помощи телефонов или громкоговорителя.

Погрешность измерений уменьшается практически до погрешности калибровки измерительного генератора, если одновременно подавать на телефоны электрические колебания обеих сравниваемых частот в соответствии со схемой на рис. 6.6, а. Если частоты  $f_0$  и  $f_x$  близки друг к другу, то при сложении соответствующих им колебаний возникают акустические биения, которые проявляются в периодическом нарастании и спадании интенсивности прослушиваемого в телефонах  $T_\phi$  тона. Частота биений

$$F = |f_0 - f_x| \quad (6.14)$$

может быть определена подсчётом на слух числа нарастаний или спаданий интенсивности тона за фиксированный промежуток времени. Для того чтобы биения проявлялись достаточно резко, амплитуды колебаний частот  $f_0$  и  $f_x$  нужно устанавливать примерно одинаковыми. Так, средняя кривая колебаний, пульсирующих с частотой  $F$ , представляет собой результат сложения верхней и нижней кривых колебаний, соответствующих частотам  $f_0$  и  $f_x$  (рис. 6.6, б).

Изменением настройки генератора частоту  $f_0$  приближают к частоте  $f_x$ , что обнаруживается по возрастанию периода биений. При совпадении сравниваемых частот биения пропадают и в телефонах слышен однообразный тон. Вместо телефонов в качестве индикатора биений можно применить вольтметр переменного тока; это особенно целесообразно при измерении частот выше 5 кГц, тон которых в телефонах прослушивается нечётко.

На высоких частотах сравнение частот  $f_0$  и  $f_x$  чаще всего проводится методом нулевых биений (рис. 6.7). В цепь диода Д посредством катушек связи  $L_1$ ,  $L_2$  и  $L$  одновременно вводятся колебания частот  $f_0$  и  $f_x$ . В результате детектирования суммарного колебания в цепи диода возникает пульсирующий ток, содержащий составляющие основных частот  $f_0$  и  $f_x$ , а также составляющие высших гармоник и комбинационных частот  $f_0 + f_x$  и  $|f_0 - f_x|$ . Если частоты  $f_0$  и  $f_x$  близки друг к другу, то разностная частота биений  $F = |f_0 - f_x|$  может оказаться в пределах звуковых частот и тон этой частоты будет услышан в телефонах  $T_\phi$ , зашунтированных от токов высоких частот конденсатором  $C$ .

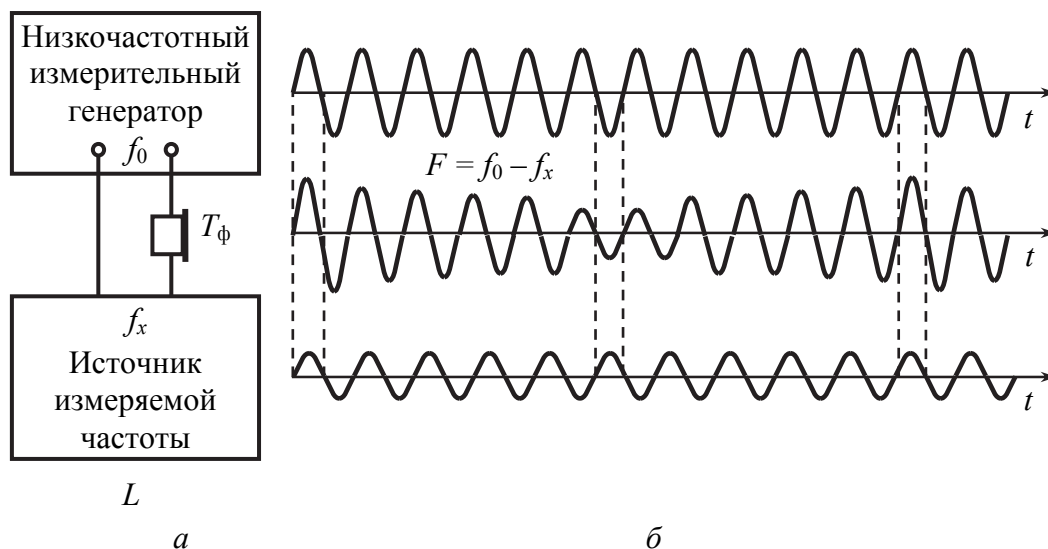


Рис. 6.6. К принципу измерения низких частот методом биений

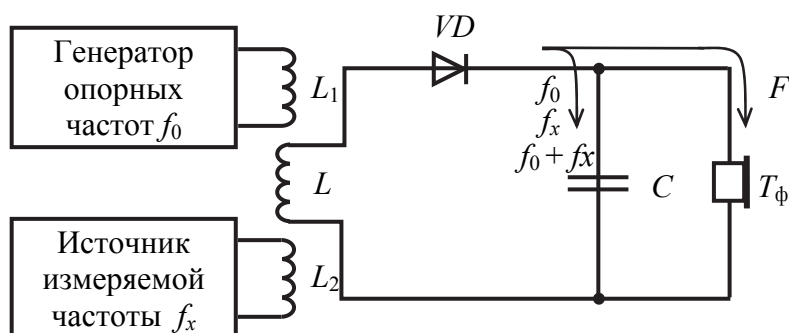


Рис. 6.7. К принципу измерения высоких частот методом нулевых биений

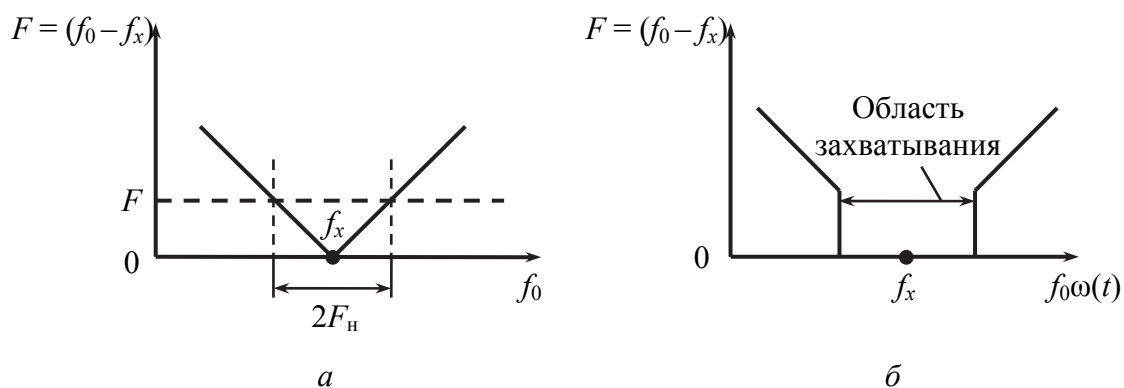


Рис. 6.8. Графики зависимости частоты биений от настройки генератора опорных частот

Если изменять одну из частот, например  $f_0$ , приближая её к другой частоте  $f_x$ , то тон в телефонах будет понижаться и при равенстве этих частот будут наблюдаться нулевые биения, обнаруживаемые по пропаданию звука в телефонах. Таким образом, измерение частоты сводится к определению частоты опорного генератора, при которой наступают нулевые биения. Как видно из графика на рис. 6.8, *a*, при отходе от точки нулевых биений разностная частота  $F$  возрастает как при увеличении, так и при уменьшении частоты генератора  $f_0$ .

Погрешность измерения частоты определяется в основном погрешностью калибровки частоты  $f_0$  опорного генератора. Однако при точных измерениях приходится учитывать возможную ошибку в несколько десятков герц, обусловленную тем, что слуховой аппарат человека не воспринимает тона с частотой ниже некоторой частоты  $F_n$ ; значения последней у различных людей лежат в пределах 10...30 Гц. Для исключения этой ошибки последовательно с телефонами  $T_\phi$  можно включить магнитоэлектрический измеритель тока, стрелка которого при очень низкой разностной частоте  $F$  будет пульсировать с этой частотой. При подходе к нулевым биениям колебания стрелки замедляются и их легко сосчитать за фиксированный промежуток времени.

Связь между опорным генератором и источником измеряемой частоты не должна быть сильной во избежание возникновения явления «захватывания», ведущего к возрастанию погрешности измерений. При сильной связи между двумя генераторами, разность частот настроек которых невелика, один из генераторов может навязать свою частоту другому и оба генератора будут создавать колебания одинаковой частоты. В этом случае частота биений  $F$  изменяется в соответствии с графиком на рис. 6.8, *б*, т. е. во всей области «захватывания» она оказывается равной нулю и звук в телефонах отсутствует.

В качестве чувствительного индикатора нулевых биений можно использовать электронно-лучевой осциллограф, желательно с открытым входом по каналу  $Y$ . При этом в качестве нагрузки детекторной схемы (рис. 6.7) вместо телефонов включают резистор сопротивлением 50–200 кОм, напряжение с которого подаётся на вход  $Y$  осциллографа. При включённой развёртке на экране просматривается кривая напряжения частоты биений  $F$ . С приближением к нулевым биениям период этого напряжения будет возрастать и при  $f_0 = f_x$  на экране будет видна лишь горизонтальная линия развёртки. Если измерения проводятся при выключенной развёртке, то наблюдаемая на экране вертикальная линия при  $f_0 = f_x$  превращается в точку.

На принципе измерения высоких частот методом нулевых биений основано действие кварцевых калибраторов и гетеродинных частотомеров.



### 6.2.4. Методы сравнения

Метод сравнения для измерения частоты получил широкое распространение из-за его простоты, пригодности для использования практически в любом диапазоне частот и сравнительно высокой точности результата измерения. Измеряемая частота определяется по равенству или кратности образцовой частоте. Следовательно, для измерения частоты  $f_x$  методом сравнения необходимо иметь источник эталонных частот  $f_{обр}$  и индикатор равенства или кратности  $f_x$  и  $f_{обр}$ . В качестве источника эталонных частот применяют эталонные меры частоты, так называемые стандарты частоты, с нестабильностью  $10^{-9} \dots 10^{-11}$  за 1 сутки.

Для градуировки генераторов измерительных сигналов используют синтезаторы частоты и другие генераторы, погрешность установки частоты которых на порядок, а нестабильность частоты за 30 мин на 3 порядка меньше, чем у градуируемого генератора.

Индикатором равенства или кратности частот может быть осциллограф или нелинейный преобразователь частоты; в соответствии с этим метод сравнения для измерения частоты реализуют двумя способами: гетеродинным и осциллографическим.

#### 6.2.4.1. Гетеродинный метод измерения частоты

Приборы такого типа строят таким образом, что частота исследуемого сигнала  $f$  сдвигается в область более низких частот, при этом разностная (промежуточная) частота сохраняется неизменной, а измерению подлежит частота перестраиваемого гетеродина.

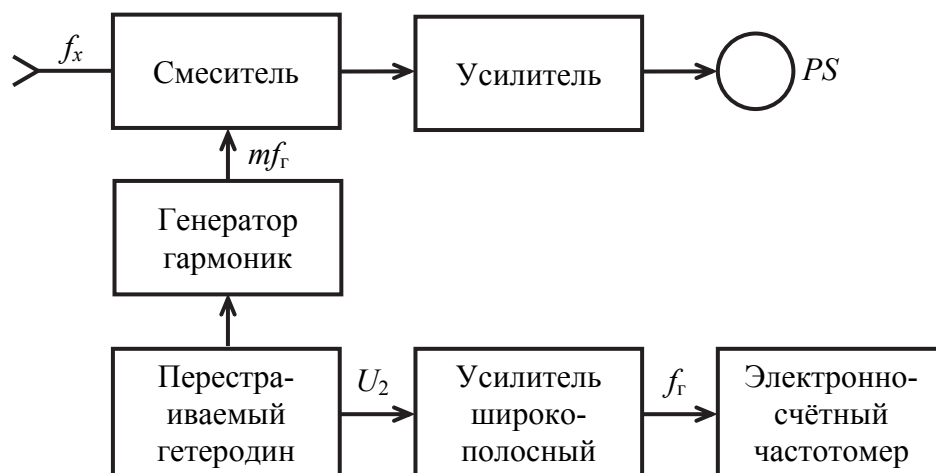


Рис. 6.9. Структурная схема гетеродинного частотомера

Рассмотрим структурную схему частотомера с переносом частоты, приведенную на рис. 6.9. Сигнал подается на смеситель, на второй вход

которого с перестраиваемого гетеродина через генератор гармоник поступает колебание  $m$ -й гармоники гетеродина. Перестройка частоты гетеродина производится в диапазоне 100...250 МГц. С помощью генератора гармоник может быть получен широкий спектр гармоник (вплоть до сотой).

При изменении частоты перестройки гетеродина добиваются нулевых биений частоты  $f$  и  $mf$  на выходе смесителя, контролируемых с помощью внутреннего индикатора. В момент нулевых биений  $f = mf$  частоту гетеродина измеряют электронно-счётным частотомером (ЭСЧ).

Сигнал на входах внутреннего индикатора электронно-счётного частотомера усиливается усилителем (У) и усилителем широкополосным (УШ) соответственно.

Для вычисления измеряемой частоты  $f_x$  необходимо определить номер гармоники  $m$ , при которой получены нулевые биения. Для определения номера  $m$ , уменьшая  $f$ , добиваются нулевых биений на двух соседних гармониках:

$$f_x = m f_{г1} \text{ и } f_x = (m + 1) f_{г2}, \quad (6.15)$$

причем  $f_{г1} < f_{г2}$ . Тогда номер гармоники равен

$$m = \frac{f_{г2}}{f_{г1} - f_{г2}}, \quad (6.16)$$

а значение измеряемой частоты

$$f_x = \frac{f_{г1} f_{г2}}{f_{г1} - f_{г2}}. \quad (6.17)$$

Максимальная погрешность измерения частоты данным способом

$$\delta_{f_x} = \delta_{сл} + \delta_{чет} + \delta_{ЭСЧ}, \quad (6.18)$$

где  $\delta_{сл}$  – погрешность индикатора сличения;

$\delta_{чет}$  – нестабильность частоты гетеродина за время сличения частот.

Абсолютная погрешность индикатора составляет не более 50...100 Гц, а при  $f_x \geq 150$  МГц  $\varepsilon = \frac{\bar{X}-a}{S_x} \leq 10^{-6}$ .

Относительная нестабильность частоты гетеродина за время сличения (3–5 с) не превышает  $\pm 10^{-6}$ , поэтому при измерении  $f > 100$  МГц

$$\varepsilon = \frac{\bar{X}-a}{S_x} \leq (2...3) 10^{-6} + \delta_{ЭСЧ}.$$

Использование переносчиков частоты позволяет расширить верхний предел измерений частоты в область сверхвысоких частот (СВЧ) до 12...37,5 ГГц. Метод используется в частотомерах ЧЗ-46, ЧЗ-51, ЧЗ-66 и др.

### 6.2.4.2. Осциллографические методы измерения частоты сигналов

Данный метод пригоден для любых частот в пределах полосы пропускания электронно-лучевой трубки (ЭЛТ). Измерение можно проводить при линейной, синусоидальной и круговой развертках.

**Метод линейной развёртки.** При линейной развёртке сигнал измеряемой частоты  $f_x$  сравнивается частотой меток калибратора длительностью  $f_i$ . Измерение выполняется следующим образом. Напряжение с частотой  $f_x$  подаётся на вход  $Y$ , а напряжение с выхода калибратора длительности – в канал  $Z$  (на модулятор трубки). Генератор развертки включен. Устанавливают на экране несколько периодов измеряемой частоты и регулируют частоту меток так, чтобы их изображение попадало в одну и ту же точку каждого периода. В этом случае измеряемая частота

$$f_x = f_i / n, \quad (6.19)$$

где  $n$  – число меток, находящихся в пределах одного периода исследуемого напряжения.

**Метод синусоидальной развертки.** Синусоидальная развертка имеет место в том случае, если внутренний генератор развертки выключить и подать напряжение образцовой частоты в канал  $X$ , а неизвестной частоты – в канал  $Y$  (рис. 6.10).

Изменяя эталонную частоту, добиваются получения осциллограммы в виде неподвижной или медленно перемещающейся фигуры Лиссажу. При равенстве или кратности частот фигура будет неподвижной, а если она вращается, то скорость вращения или период повторения её формы характеризует неравенство частот:

$$\Delta f = f_{\text{эт}} - f_x = n / T, \quad (6.20)$$

где  $n$  – число вращений за интервал времени наблюдения  $T_i$ .

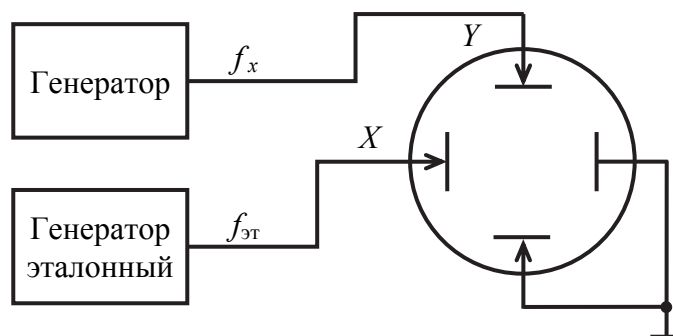


Рис. 6.10. Схема подачи напряжений на пластины ЭЛТ

Неподвижные фигуры на экране наблюдаются при выполнении следующего соотношения:

$$f_x / f_y = m / n, \quad (6.21)$$

где  $m$  и  $n$  – целые числа.

Отношение частот колебаний

$$N_r / N_b = f_y / f_x, \quad (6.22)$$

где  $N_r$  и  $N_b$  – число пересечений интерференционной фигуры с горизонтальной и вертикальной линиями, не проходящими через точки пересечения самой фигуры (рис. 6.11).

Метод синусоидальной развертки применим при кратности частот до 10. При большей кратности фигуры становятся сложными и трудно подсчитать число их пересечений с прямыми линиями. Метод применим в диапазоне частот от 10 Гц до 20 МГц. Диапазон частот в основном определяется частотными свойствами осциллографа или ЭЛТ при прямой подаче напряжений на её пластины.

**Метод круговой развертки.** Круговая развертка имеет место тогда, когда напряжение образцовой частоты  $f_{\text{эт}}$  в виде двух напряжений с фазовым сдвигом  $90^\circ$  подают на оба входа осциллографа. Линия развертки в виде окружности или эллипса вращается со скоростью 1 оборот за период сигнала образцовой частоты. Напряжение измеряемой частоты  $f_x$  подают в канал  $Z$  осциллографа для модуляции электронного луча по яркости.

При равенстве частот  $f_x$  и  $f_{\text{эт}}$  половина окружности не видна (темная), другая половина высвечивается (рис. 6.12, а). Если  $f_x > f_{\text{эт}}$ , на окружности появятся темные и светлые участки – штрихи (рис. 6.12, б). Число темных и светлых штрихов  $n$  равно кратности частот, откуда  $f_x = n \cdot f_{\text{эт}}$ .



Рис. 6.12. К определению кратности частот при круговой развёртке

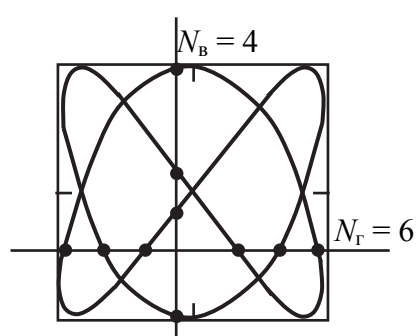


Рис. 6.11. Определение частоты по фигурам Лиссажу

Осциллограмма неподвижна при точном равенстве частот, в противном случае она вращается. При круговой развертке можно сравнивать частоты с кратностью до 50, при фотографировании осциллограммы – до нескольких сотен.

### 6.2.5. Оптимальный алгоритм цифрового измерения частоты

В основе цифрового измерения частоты лежит алгоритм, который заключается в подсчёте числа импульсов  $N$ , следующих с неизвестным периодом  $T_x$ , прошедших через калиброванные во времени временные ворота длительностью  $T_0$ . Число импульсов  $N = T_0 / T_x = T_0 f_x$ , откуда можно определить значение измеряемой частоты  $f_x = N / T_0$ . Следовательно, оптимальный алгоритм цифрового измерения частоты предусматривает выполнение следующих операций:

- формирование временных ворот длительностью  $T_0$ ;
- заполнение временных ворот импульсами, следующими с измеряемой частотой  $f_x$ ;
- подсчёт числа импульсов  $N$ , попавших во временные ворота;
- вычисление соотношения  $f_x = N / T_0$ .

Согласно этому алгоритму измерение частоты неимпульсных последовательностей (например, синусоидальной формы) требует промежуточного преобразования исследуемого сигнала. Он может быть преобразован в последовательность коротких импульсов, моменты появления которых соответствуют началу периодов исследуемого сигнала, либо в последовательность импульсов, соответствующих положительным полупериодам исходного сигнала.

### 6.2.6. Метод дискретного счёта (цифровое измерение частоты)

В основу метода дискретного счёта заложено определение (подсчёт) числа циклов периодического сигнала в течение некоторого счетного устанавливаемого интервала времени. Этот метод позволяет решить и обратную задачу, т. е. измерение временных интервалов способом определения числа специально сформированных счетных импульсов на измеряемом интервале времени.

Допустим, имеется интервал времени  $T$  (рис. 6.13, а), последовательность коротких импульсов с периодом следования  $t$  или частотой  $f_{\text{зап}} = 1 / t$  (рис. 6.13, б). Эти импульсы называют заполняющими, а частоту – частотой заполнения  $f_{\text{зап}}$ . Число импульсов, попавших во временной интервал, равно  $N$  (рис. 6.13, в).

Соответствие между этими параметрами можно записать в виде выражения

$$N = \frac{T}{t} = T f_{\text{зап}}. \quad (6.23)$$

По значению  $N$  судят о результате измерения. При этом одна из двух других величин – измеряемая, неизвестная. Эту величину будем обозначать с индексом «х», вторая – должна быть известна и определяться параметрами частотомера. Ее будем обозначать с индексом «сч».

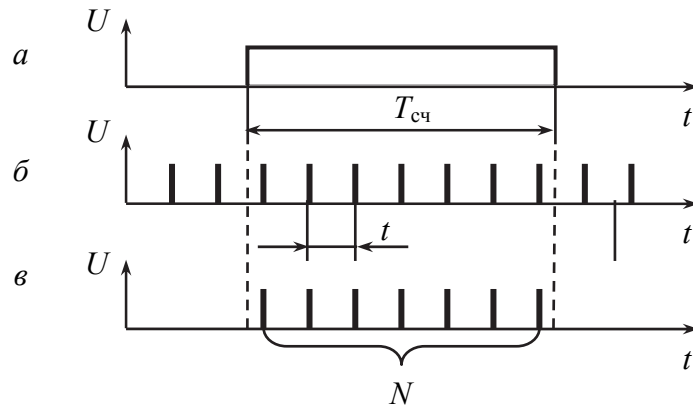


Рис. 6.13. Метод дискретного счёта

Использующие метод дискретного счёта цифровые частотомеры в первую очередь выполняют измерение частоты периодических колебаний, а также интервалов времени между характерными мгновенными значениями повторяющихся сигналов. Кроме того, они позволяют измерять отношение двух сравниваемых частот, могут выполнять роль счётчиков импульсов, применяться в качестве делителей частоты, служить источником напряжений высокостабильной частоты.

### 6.2.7. Структурная схема частотомера. Погрешности измерения. Возможности цифрового частотомера

Принцип действия электронно-счетного частотомера (ЭСЧ) основан на подсчёте числа импульсов  $N$  за интервал времени  $T_0$  с помощью электронного счётчика (рис. 6.14).

**В режиме измерения частоты** сигнал подаётся на вход 1, а переключатель  $S$  находится в положении  $f_x$ . Формирующее устройство ФУ1 предназначено для преобразования гармонических сигналов в однополярные импульсы, следующие с периодом  $T_x = 1 / f_x$ , а устройство ФУ2 – с периодом  $T_0 = 1 / f_0$ , где  $f_0$  – частота сигнала с выхода блока опорных частот (БОЧ). Появление импульсов на выходах ФУ1 и ФУ2 соответствует увеличению фазы входного колебания (ФУ1) на  $2\pi$ . На вход ФУ сигнал может

подаваться через компенсированный делитель напряжения или аттенуатор, с помощью которого устанавливается напряжение, необходимое для нормальной работы ФУ.

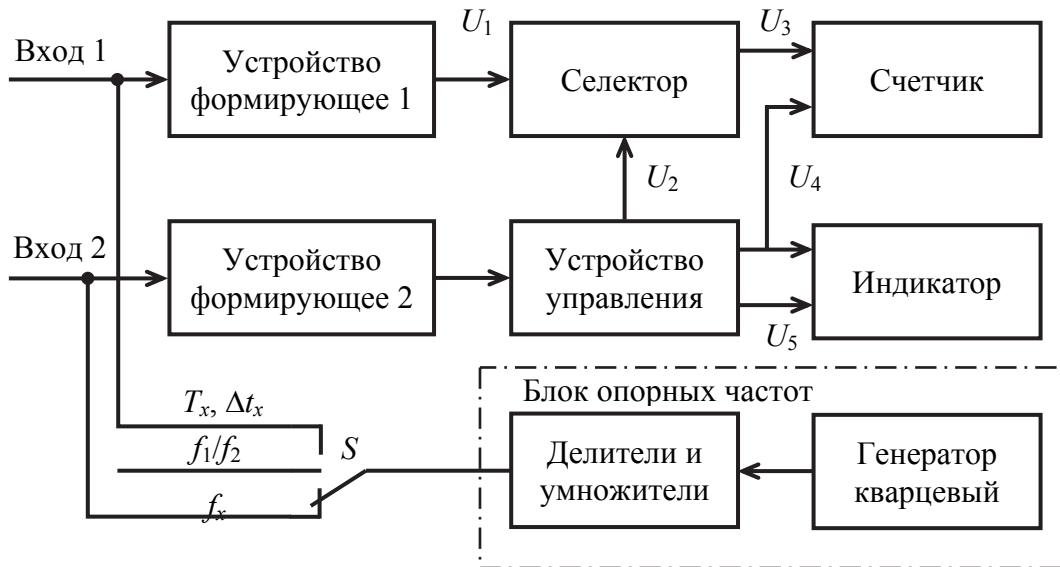


Рис. 6.14. Структурная схема электронно-счётного частотомера

БОЧ состоит из кварцевого генератора, делителя и умножителя частоты. Кварцевый генератор вырабатывает высокостабильные колебания частоты  $f_{\text{кв}}$  (относительная нестабильность генератора за сутки  $\delta_{f_{\text{кв}}} = 10^{-7} \dots 10^{-9}$ ). В декадном делителе частоты производится формирование импульсов, следующих с периодом  $T_0 = K_{\text{д}} T_{\text{кв}}$ . Для декадных делителей  $K_{\text{д}} = 10^n$ , причем  $n = 5 \dots 8$ , и выбирается установкой переключателя ВРЕМЯ ИЗМЕРЕНИЯ в требуемое положение. Формирование интервала времени счета  $T_0$  (рис. 6.15, в) осуществляется в устройстве управления. Здесь же вырабатывается импульс сброса  $U_4$  для обнуления счетчика, индикатора и сигнал для записи результата счета в индикатор. Селектор импульсов открывается на установленный интервал времени  $T_0$  и пропускает на счетчик импульсы, следующие с периодом  $T_x$  (рис. 6.15, з).

Число импульсов, поступающее на счётчик через открытый селектор, однозначно связано с набегом фазы исследуемого сигнала за время  $T_0$ :

$$N = \text{ent} \left[ \frac{\varphi(t_1 + T_0) - \varphi(t_1)}{2\pi} \right] = \text{ent} \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{t_1}^{t_1 + T_0} \omega(\tau) d\tau \right] = \text{ent} \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{t_1}^{t_1 + T_0} f(\tau) d\tau \right] \quad (6.24)$$

где  $\text{ent}(x)$  – функция выделения целой части числа  $x$ .

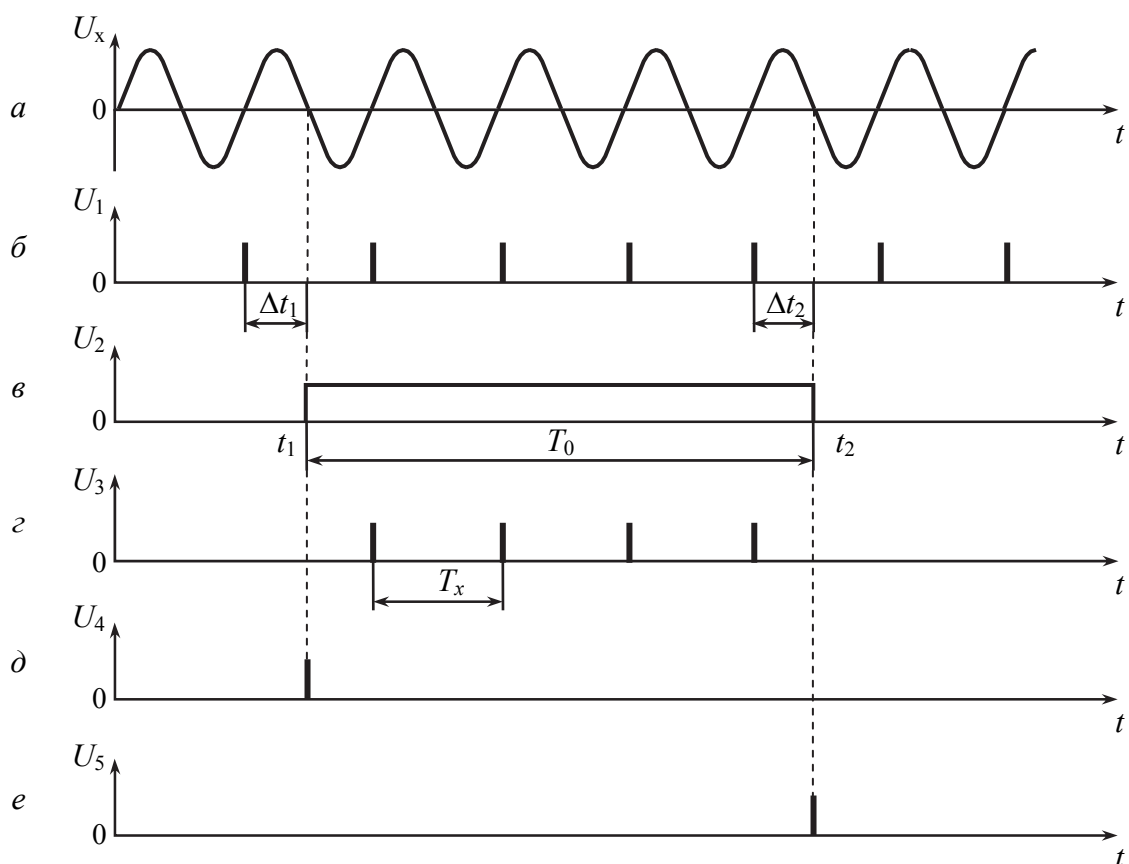


Рис. 6.15. Временные диаграммы, поясняющие принцип действия ЭСЧ в режиме измерения частоты

Данное выражение показывает, что ЭСЧ является интегрирующим прибором. Если допустить, что за время измерения частота колебания  $f(t) = f_x$  постоянна, то число импульсов, подсчитанных счётчиком

$$N = \text{ent} [f_x T_0],$$

откуда оценка значения измеряемой частоты определяется из соотношения

$$\bar{f}_x \cong \frac{N}{T_0} = \frac{f_{\text{кв}}}{K_{\text{д}}} N. \quad (6.25)$$

Частоту кварцевого генератора (Гц) и коэффициент деления (умножения) обычно выбирают так, чтобы отношение  $f_{\text{кв}} / K_{\text{д}}$  было кратно степени числа десять, т. е.  $f_{\text{кв}} / K_{\text{д}} = 10^n$ , где  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ . Тогда  $\bar{f}_x = 10^n N$ .

Максимальная относительная погрешность измерения частоты равна сумме максимальных относительных погрешностей:

$$\delta_{f_x} = \pm (\delta_{f_{\text{кв}}} + \delta_N) \quad (6.26)$$



где  $\delta_{f_{\text{кв}}}$  – относительная нестабильность частоты кварцевого генератора;  
 $\delta_N$  – относительная погрешность дискретизации.

Погрешность  $\delta_{f_{\text{кв}}}$  обусловлена нестабильностью кварцевого генератора и определяет погрешность формирования интервала измерения.

Погрешность  $\delta_N$  обусловлена квантованием временного интервала и для рассматриваемого случая может быть представлена в виде

$$\delta_N = \frac{T_x}{T_0} = \frac{1}{T_0 f_x} = \frac{1}{N}. \quad (6.27)$$

Таким образом, погрешность измерения частоты ЭСЧ, построенным по методу прямого счета, определяется выражением

$$\delta_{f_x} = \pm (\delta_{f_{\text{кв}}} + \delta_N) = \left( \delta_{f_{\text{кв}}} + \frac{1}{T_0 f_x} \right). \quad (6.28)$$

Из выражения (6.28) видно, что погрешность измерения частоты имеет аддитивную и мультипликативную составляющие. Зависимость погрешности и ее составляющих от частоты представлена на графике рис. 6.16.

На низких частотах для уменьшения погрешностей  $\delta_{f_x}$  необходимо увеличивать интервал измерения  $T_0$ .

Верхний предел измерения частоты методом прямого счёта ограничивается полосой пропускания таких узлов частотомера, как выходное устройство, формирователь, временной селектор, и быстродействием счетчика импульсов.

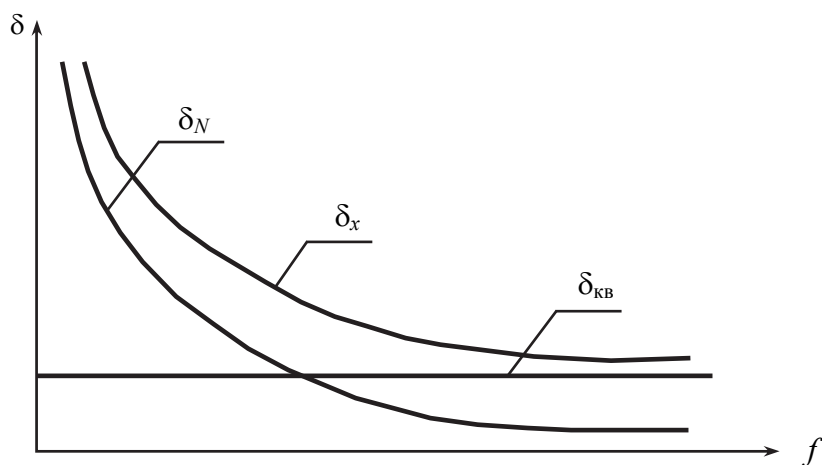


Рис. 6.16. График зависимости погрешности и её составляющих от частоты

В настоящее время быстродействие счётчиков составляет единицы гигагерц. В ЭСЧ реализована скорость счета счетчиков порядка 500...600 МГц.

Нижний предел измерений частоты ограничен допустимой погрешностью дискретности. При измерениях низких частот погрешность дискретности становится весьма значительной. Например, при  $f_x = 10$  Гц и  $T_0 = 1$  с эта погрешность составляет 10 %.

С помощью ЭСЧ можно измерять отношения двух частот. В этом режиме переключатель  $S1$  ставится в положение  $f_1 / f_2$ . Сигнал с бóльшей частотой  $f_1$  подается на вход 1, а с мёньшей – на вход 2. Следовательно, время счета  $T_0$  формируется из сигнала с частотой  $f_2$ , а в качестве счётных используются импульсы, формируемые из сигнала с частотой  $f_1$ . В этом случае отношение частот определяется выражением

$$f_1 / f_2 = N, \quad (6.29)$$

т. е. с помощью ЭСЧ можно производить измерения не только абсолютно-го, но и относительного значения частоты.

Таким образом, уравнение измерения частоты ЭСЧ прямого счета имеет вид (6.25), максимальная относительная погрешность измерения частоты  $\delta f_x = \pm (\delta f_{\text{кв}} + \delta_N)$ . На низких частотах для уменьшения погрешностей  $\delta f_x$  необходимо увеличивать интервал измерения  $T_0$ . С помощью ЭСЧ можно измерять отношения двух частот.

#### **Режим измерения временных интервалов.**

Для измерений периода входного сигнала подсчитывается число периодов колебаний эталонной частоты за время одного или нескольких периодов измеряемой частоты. Для этого переключатель  $S1$  на структурной схеме прибора (рис. 6.14) переводится в положение  $T_x, t_x$ , а сигнал подаётся на вход 2.

В этом случае импульсы эталонной частоты  $f_0$  подаются на временной селектор, а длительность стробирующего импульса определяется одним или несколькими периодами измеряемого сигнала.

Рассмотрим временные диаграммы, поясняющие работу частотомера при измерении периода (рис. 6.17).

Число импульсов, поступающее на счётчик через открытый селектор, однозначно связано с набегом фазы эталонной частоты за время  $mT_x$ , где  $m$  – количество измеряемых периодов,

$$\begin{aligned} N &= \text{int} \left[ \frac{\varphi(t_1 + mT_x) - \varphi(t_1)}{2\pi} \right] = \text{int} \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{t_1}^{t_1 + mT_x} \omega_0(\tau) d\tau \right] = \\ &= \text{int} \left[ \int_{t_1}^{t_1 + mT_x} f_0(\tau) d\tau \right] = \text{int} [mT_x f_0]. \end{aligned} \quad (6.30)$$

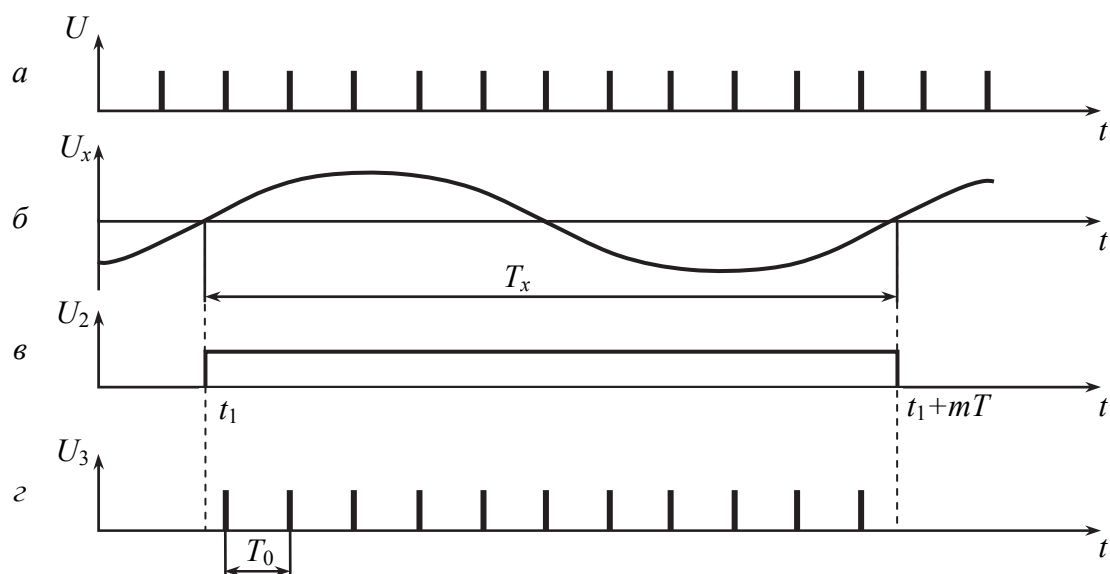


Рис. 6.17. Временные диаграммы, поясняющие принцип действия ЭСЧ в режиме измерения периода

Если допустить, что за время измерения частота колебания  $f(t) = f_x$  постоянна, то число импульсов, подсчитанных счетчиком

$$N = \frac{mT_x}{T_0} \quad (6.31)$$

где  $T_0$  – период следования импульсов эталонной частоты.

Значения измеряемого периода

$$\bar{T}_x = T_0 \frac{N}{m}. \quad (6.32)$$

Период следования импульсов эталонной частоты (с) и количество измеряемых периодов обычно выбирают так, чтобы отношение  $T_0 / m$  было кратно степени числа десять, т. е.  $T_0 / m = 10^n$ , где  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ . Тогда

$$\bar{T}_x = 10^n N. \quad (6.33)$$

Максимальная относительная погрешность измерения периода

$$\delta_{T_x} = \pm (\delta_{T_0} + \delta_N + \delta_{\text{пр}}), \quad (6.34)$$

где  $\delta_{\text{пр}}$  – погрешность, вызванная преобразованием входного сигнала в последовательность коротких импульсов, следующих с тем же периодом повторения:

$$\delta_{T_0} = \delta_{f_{\text{кв}}}, \quad \text{а} \quad \delta_N = 1 / N. \quad (6.35)$$

При измерении периода погрешность преобразования становится значительной по сравнению со случаем измерения частоты и пренебречь ею нельзя. Эта погрешность обусловлена тем, что преобразования входного сигнала  $U_1$  (рис. 6.14) в формирователе 1 осуществляются при наличии случайного шума во входном сигнале.

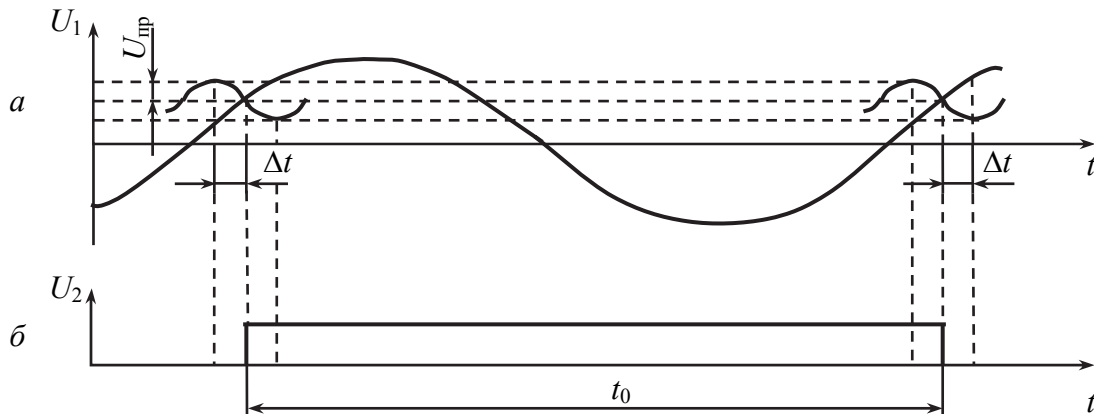


Рис. 6.18. Погрешность преобразования входного сигнала в формирователе

В результате этого, а также вследствие нестабильности порога срабатывания формирователя появления фронта и среза импульса  $U_2$  следует ожидать в некотором интервале, протяженность которого определяется шумами входного сигнала и флюктуациями порога срабатывания формирователя. При измерении одного периода входного сигнала максимальная относительная погрешность преобразования

$$\delta_{\text{пр}(1)} = \frac{2\Delta t}{T_x} = \frac{2}{T} \frac{U_{\text{пр}}}{V_{\text{и}}}, \quad (6.36)$$

где  $U_{\text{пр}}$  – максимальное отклонение порогового напряжения формирователя от номинала;

$V_{\text{и}}$  – скорость нарастания сигнала.

Для гармонического сигнала  $U(t) = U_m \sin \omega_x t$  скорость нарастания сигнала

$$V_{\text{и}} = \frac{dU(t)}{dt} = U_m \omega_x \cos \omega_x t. \quad (6.37)$$

Максимальная скорость изменения напряжения соответствует моментам времени перехода гармонического колебания через 0. В этом случае

$$V_{\text{и}} = U_m \frac{2\pi}{T_x}, \quad \text{а} \quad \delta_{\text{пр}(1)} = \frac{1}{\pi} \frac{U_{\text{пр}}}{U_m}. \quad (6.38)$$

Для импульсного сигнала  $V_{и} \cong \frac{0,8\Delta U_m}{\tau_{\phi}}$ , тогда

$$\delta_{пр(2)} = \frac{\tau_{\phi}}{0,4T_x} \frac{U_{пр}}{U_m}. \quad (6.39)$$

Эта составляющая погрешности измерения периода не зависит от частоты входного сигнала, возрастает при уменьшении отношения сигнал / шум и является основной при высоком уровне шумов. Для уменьшения относительной погрешности преобразования переходят от измерения одного периода к измерению нескольких периодов. Погрешность преобразования в этом случае уменьшается в  $m$  раз:

$$\delta_{пр(m)} = \frac{\delta_{пр(1)}}{m}. \quad (6.40)$$

Одновременно с этим уменьшается в  $m$  раз и погрешность дискретности, однако увеличивается и время измерения.

Для ЭСЧ погрешность преобразования нормируют при отношении сигнал / шум, равном 40 дБ, и принимают равной  $\delta_{пр(1)} = 0,3\%$ . С учётом этого суммарная погрешность измерения периода

$$\delta_m = \pm \left( \delta_{f_{кв}} + \frac{0,003}{m} + \frac{T_0}{mT_x} \right). \quad (6.41)$$

При измерении длительности импульса  $\tau_{и}$  относительная погрешность преобразования определяется по формуле (6.36). Однако в этом случае погрешность преобразования зависит не только от соотношения сигнал шум, но прежде всего от погрешности установки уровня  $0,5 U_0$ , где  $U_0$  – амплитуда сигнала:

$$\delta_{пр} = \frac{2\tau_{\phi}}{\tau_{и}} \frac{\Delta U_{0,5}}{U_0}. \quad (6.42)$$

Для тех частотомеров, у которых точность установки опорного уровня не нормируется, можно считать  $\frac{\Delta U_{0,5}}{U_0} = \frac{1}{2}$ , тогда  $\delta_{пр} = \tau_{\phi} / \tau_{и}$ .

Таким образом, уравнение измерения периода частотомером прямого счета имеет вид (6.32), погрешность измерения зависит от времени измерения, а также от соотношения сигнал / шум.

### 6.2.8. Новые идеи повышения точности цифрового измерения частоты

Метод обратного счёта позволяет получить практически одинаковую минимальную погрешность измерения во всем диапазоне измеряемых частот.

Рассмотрим принцип действия частотомера ЭСЧ, изображенного на рис. 6.19, используя поясняющие графики, приведенные на рис. 6.20.

С выхода формирующего устройства (ФУ) однополярные импульсы  $U_1$  (рис. 6.20, б) поступают на временной селектор 1 (ВС 1), который открывается строб-импульсом  $U_2$  (рис. 6.20, в) с устройства управления (УУ). Прошедшие через селектор импульсы поступают на счётчик 1 (СЧИ 1), который производит их подсчёт:

$$N = \text{int}(f_x t_{\text{изм}}). \quad (6.43)$$

В формирователе строб-импульса (ФСИ) вырабатывается строб-импульс  $U_4$  (рис. 6.20, д) длительностью

$$T_{\text{сч}} = N T_x, \quad (6.44)$$

который открывает временной селектор (ВС 2).

Счётчик импульсов 2 (СЧИ 2) подсчитывает количество импульсов, прошедших через временной селектор (ВС 2) за время  $T_{\text{сч}}$ :

$$M = \text{int}(f_0 T_{\text{сч}}) = \text{int}(f_0 N / t_x), \quad (6.45)$$

где  $f_0$  – частота следования эталонных импульсов с блока БОЧ.

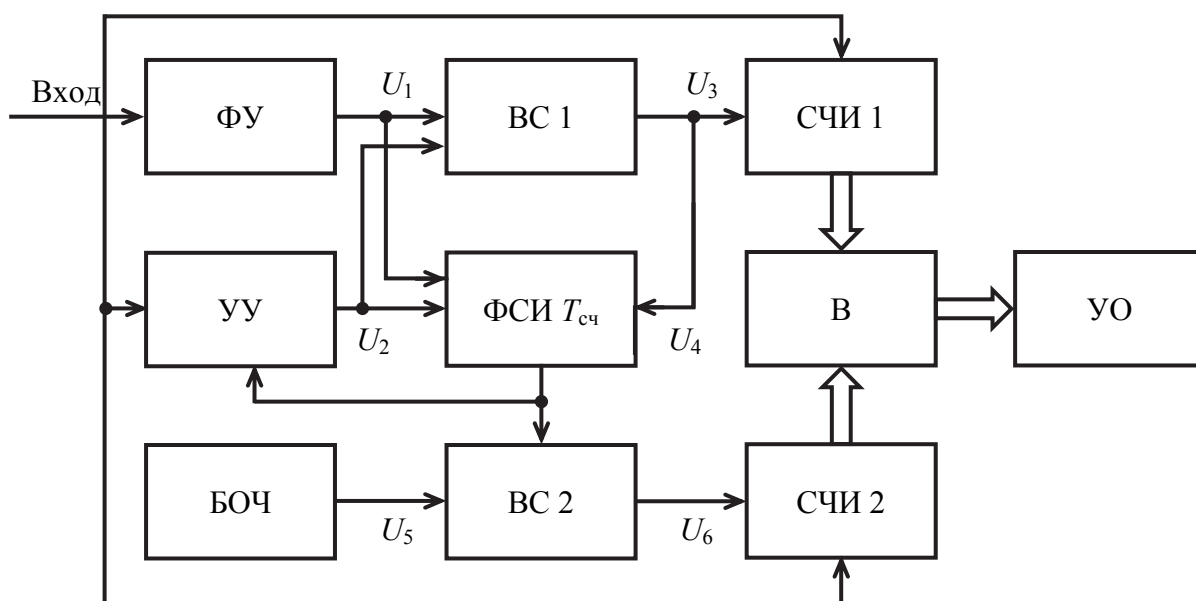


Рис. 6.19. Структурная схема частотомера обратного счёта

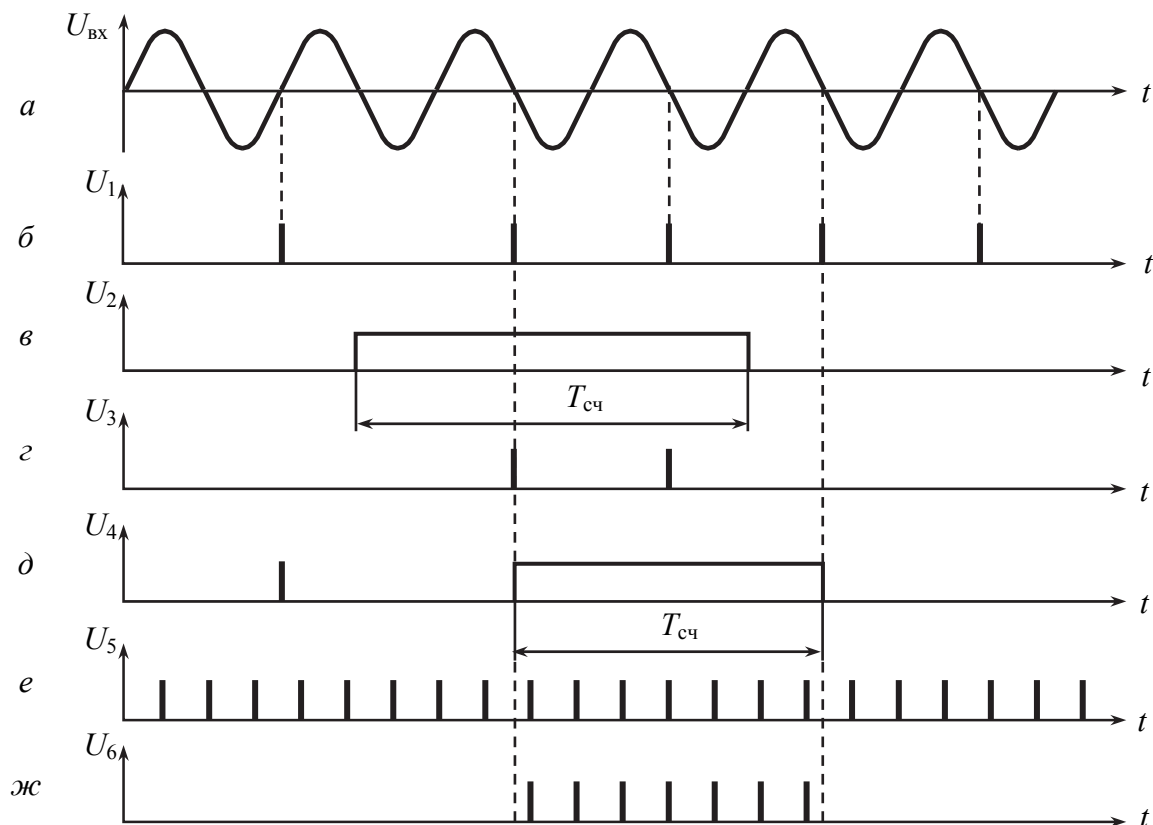


Рис. 6.20. Эпюры напряжений в контрольных точках частотомера обратного счёта

Результат измерения частоты определяется по формуле

$$\bar{f}_x = \frac{N}{M} f_0, \quad (6.46)$$

т. е. значение измеряемой частоты пропорционально частному от деления  $N / M$ .

При измерении периода берётся обратная величина:

$$\bar{T}_x = \frac{M}{N} T_0. \quad (6.47)$$

Таким образом, особенностью метода обратного счёта является автоматическая установка времени счёта  $T_{сч} = NT_x \geq t_{изм}$ . При этом время счёта должно быть равно целому числу периодов входного сигнала, но не менее заранее выбранного значения  $t_{изм}$ .

Максимальная относительная погрешность измерения частоты таким ЭСЧ определяется по известной формуле:

$$\delta_{f_x} = \pm \left( \delta_{f_{кв}} + \delta_{пр(N)} + \delta_M \right), \quad (6.48)$$

где  $\delta_{f_{кв}}$  – относительная нестабильность генератора меток;

$\delta_{пр(N)}$  – относительная погрешность преобразования;

$\delta_M = 1 / T_{сч} f_0$  – погрешность дискретности.

Во всех режимах работы прибора частота БОЧ остается постоянной и максимально возможной. Так как  $T_0 \geq t_{изм} = \text{const}$ , то это позволяет получить постоянную разрешающую способность во всём диапазоне измеряемых частот и повысить точность измерений.

При частоте меток  $f_0 = 200$  МГц и  $T_{сч} = 1$  с погрешность дискретности составляет  $\delta_N = 5 \cdot 10^{-9}$ . Данный метод реализован в счетчике ЭСЧ ЧЗ-64.

### 6.2.9. Измерение нестабильности частоты

Точность измерения частоты определяет качество научных экспериментов, приоритет в космических исследованиях и решении социальных задач.

Точная граница, где кончаются технические измерения и начинаются прецизионные, при измерении частоты не установлена, но можно считать прецизионными измерениями такие, погрешность которых равна или меньше  $10^{-7}$ .

Для особо точных измерений частоты высокостабильных источников сигнала (например, кварцевых генераторов, синтезаторов), частота которых совпадает с выходной частотой квантового стандарта частоты, последний используется как индикатор сравнения. Измерение выполняется так. Кварцевый генератор стандарта отключается, а вместо него включается источник измеряемой частоты. В соответствии с процессами, происходящими в стандарте, измеряемая частота синтезируется до частоты квантового перехода данного стандарта, сравнивается с ней в смесителе, на выходе которого получается разностная частота, измеряемая с помощью ЭСЧ. По его показанию вычисляется искомая частота. Таким способом проверяются рубидиевые и цезиевые стандарты частоты по водородному стандарту. Например, стандарт типа СЧВ-72 в режиме сравнения (измерения) частоты внешнего источника обеспечивает погрешность измерения  $\pm 7 \div 10^{-11}$  за 1 с,  $\pm 7 \div 10^{-12}$  за 10 с и  $\pm 7 \div 10^{-13}$  за 100 с.

Выходное напряжение стандартов частоты

$$u(t) = U(t) \cos \Phi(t) = U [1 + a(t)] \cos [\omega_{ном} t + \varphi(t)]. \quad (6.49)$$

Флюктуации амплитуды  $a(t)$  очень малы и ими можно пренебречь. Флюктуация фазы вызывает флюктуацию частоты:  $d\varphi(t) / dt = \Delta\omega(t)$ . Эта флюктуация частоты является кратковременной нестабильностью частоты  $\Delta\omega_{кр}$ , которой пренебречь нельзя. Кратковременная нестабильность является случайной величиной и требует особых приёмов измерения.



Частота выходного напряжения высокостабильных генераторов вследствие старения элементов схемы монотонно изменяется относительно первоначально установленного значения. Это систематическое изменение частоты называется долговременной нестабильностью  $\Delta\omega_d$ . Таким образом, выражение для частоты следует писать в таком виде:

$$\omega(t) = \omega_{\text{НОМ}} + \alpha\omega_{\text{НОМ}} t + \Delta\omega(t). \quad (6.50)$$

Длительную и кратковременную нестабильность нельзя чётко разграничить. Условились считать нестабильность кратковременной, если интервал времени наблюдения меньше 100 с; длительной – при интервалах времени наблюдения, равных часу, суткам, месяцу и году.

Значение частоты, полученное в результате измерения любым методом, является усредненным, так как единичное измерение выполняется за конечный интервал времени, который назовем интервалом усреднения  $T_{\text{ус}}$ . Середина интервала усреднения может считаться моментом измерения. Результат единичного измерения частоты следует записывать в виде  $\omega(t, T_{\text{ус}})$  и читать так: значение частоты в момент времени  $t$  при интервале усреднения  $T_{\text{ус}}$ . При точных измерениях единичные измерения повторяют  $N$  раз и за результат принимают среднее значение. Число  $N$  выбирают по заданным погрешности (доверительному интервалу) и доверительной вероятности.

*Долговременная нестабильность частоты* определяется как разность двух усреднённых значений частоты, полученных в результате измерений в начале и конце интервала наблюдения  $T_{\text{н}}$ . Производится  $N$  измерений в интервале наблюдения  $(N + 1) T_{\text{н}}$ . Результат единичного измерения

$$\Delta\omega_d t = \omega[(t_i + T_{\text{н}}/2), T_{\text{ус}}] - \omega[(t_i - T_{\text{н}}/2), T_{\text{ус}}]. \quad (6.51)$$

При использовании ЭСЧ  $T_{\text{ус}}$  является временем счёта. Долговременная нестабильность вычисляется как среднее арифметическое значение  $N$  единичных измерений:

$$\Delta\omega_d(t, T_{\text{н}}, T_{\text{ус}}) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left\{ \omega[(t_i + T_{\text{н}}/2), T_{\text{ус}}] - \omega[(t_i - T_{\text{н}}/2), T_{\text{ус}}] \right\}. \quad (6.52)$$

*Кратковременная нестабильность частоты* определяется аналогично единичному измерению долговременной нестабильности с тем отличием, что интервалы времени усреднения и наблюдения соответственно меньше, а за результат измерения принимается среднеквадратическое значение  $\sigma_{\text{кр}}$   $N$  измерений в интервале  $T_{\text{н}}$ :

$$\sigma_{\text{кр}} = \sqrt{\sum_{i=1}^N (\Delta\omega)_{\text{кр}i}^2 / (N - 1)}. \quad (6.53)$$

Обычно нестабильность выражают в относительных единицах. Длительность интервалов наблюдения и усреднения подчиняется требованиям статистики, для чего рекомендуются следующие соотношения:

$$T_n = 1 \text{ год; } 6 \text{ мес; } 1 \text{ сут; } 1 \text{ ч; } 100 \text{ с;}$$

$$T_{yc} = 1 \text{ сут; } 100 \text{ с; } 1 \text{ с; } 0,1 \text{ с; } 0,01 \text{ с.}$$

Следует подчеркнуть удобство применения ЭСЧ для прецизионных измерений и, в частности, для измерения нестабильности: показания частотомера соответствуют значению частоты, усреднённому за интервал времени счёта, являющийся одновременно и интервалом времени усреднения  $T_{yc}$ .

### 6.2.10. Особенности применения микропроцессоров в цифровых измерителях частоты

Применение микропроцессорных систем в цифровых частотомерах даёт возможность автоматизировать установку требуемого диапазона частот и вычислительные процедуры (в частности, нахождение числового значения частоты, обратного результату прямого измерения периода), осуществить управление всеми блоками частотомера и организовать их взаимодействие, задавать требуемую длительность временных ворот (например, 1 с) и формировать их непосредственно в микропроцессоре, программировать выполнение набора функций в многофункциональных приборах, обрабатывать результаты наблюдений, осуществлять автоматический контроль работоспособности частотомера, получать отображение результатов измерений в удобной форме, снизить потребляемую мощность.

Использование микропроцессорной системы не исключает наличия в составе прибора набора стандартных блоков электронной техники (таких, как формирователи импульсов, логические элементы, делители частоты и т. п.), составляющих аппаратную часть частотомера. Однако в них по сравнению с обычными приборами, выполненными согласно схемам с жёсткой логикой, аппаратная часть сокращена и, кроме того, отпадает необходимость в электромеханической коммутации блоков для изменения функции, выполняемой прибором.

Рассмотрим примеры микропроцессорных частотомеров.

**Сервисный цифровой частотомер.** Это сравнительно простой вариант частотомера, входящего в состав сервисного мультиметра. Для расширения его функций (измерение частоты) в состав этого прибора введена специально разработанная (заказная) измерительная интегральная микросхема. Описываемый прибор измеряет частоту в сравнительно узком (для цифровых частотомеров) диапазоне 20 Гц...200 кГц, который разбит на четыре поддиапазона с верхними граничными частотами: 200 Гц; 2, 20 и 200 кГц соответственно.

Рассмотрим структурную схему частотомера, приведенную на рис. 6.21. Конструктивно формирователи импульсов и временных ворот, мультиплексоры, временной селектор, генератор, вырабатывающий счетные импульсы с частотой следования  $F_{сч} = 400$  кГц, и 12-разрядный двоичный счётчик расположены внутри измерительной интегральной микросхемы (конкретные числовые характеристики приводятся для того, чтобы сделать описание работы прибора более наглядным; те же принципы могут быть осуществлены и при иных значениях характеристик).

Значения частоты от 20 Гц до 2 кГц измеряются косвенным путем: непосредственно измеряется период и по результату измерений микроЭВМ вычисляет значение частоты. Для частот, лежащих в пределах 2...200 кГц, осуществляется прямое измерение. Целесообразность такого решения подтверждают следующие расчетные данные. При косвенном измерении значения частоты 20 Гц максимальная абсолютная погрешность дискретности, определяющая разрешающую способность, составит  $\Delta_f = 400 / (400 \cdot 10^3) = 0,001$  Гц, а при прямом измерении того же значения частоты с установленной длительностью временного интервала 1 с эта погрешность будет 1 Гц. Для значения частоты 200 Гц абсолютные погрешности соответственно получатся 0,1 и 1 Гц. Легко установить, что в случае измерения частоты 2 кГц косвенное измерение сопровождается абсолютной погрешностью  $\Delta_f = 10$  Гц, а прямое – абсолютной погрешностью  $\Delta_f = 1$  Гц.

Рассмотрим работу измерителя, изображенного на рис. 6.21, используя поясняющие графики, приведённые на рис. 6.22.

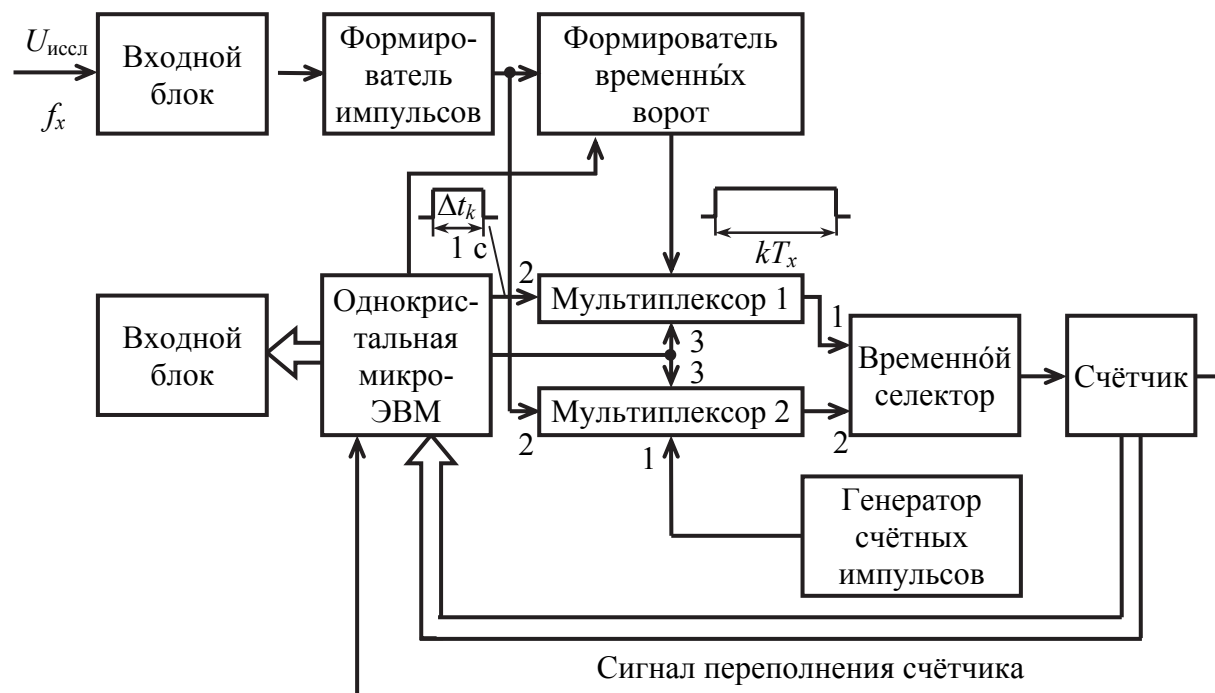


Рис. 6.21. Структурная схема сервисного цифрового частотомера

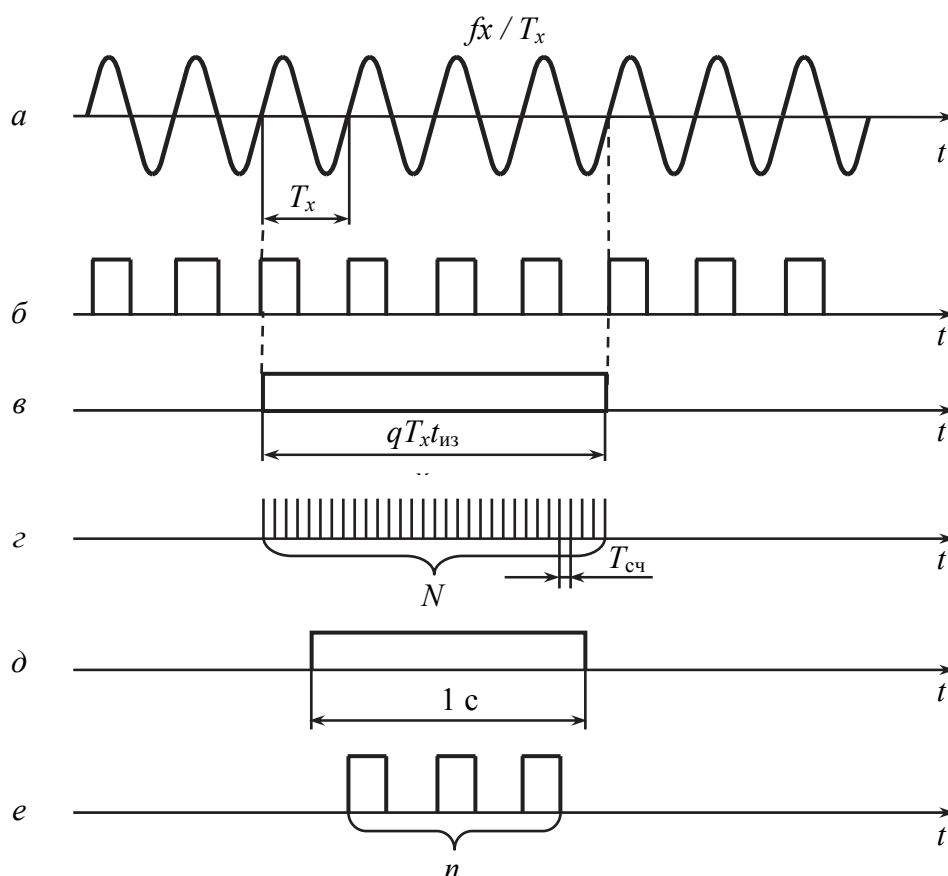


Рис. 6.22. Временные диаграммы, поясняющие принцип действия сервисного цифрового частотомера

Напряжение исследуемого сигнала (рис. 6.22, *a*), значение частоты  $f_x$  которого требуется измерить, поступает через входной блок на формирователь импульсов, где преобразуется в периодическую последовательность положительных импульсов (рис. 6.22, *б*). Они поступают в формирователь временных интервалов, содержащий делитель частоты, у которого устанавливается одно из двух значений коэффициента деления:  $q_1 = 16$  или  $q_2 = 128$ .

Измерительная процедура всегда начинается с измерения периода. Это регламентируется подачей сигнала с микроЭВМ на управляющие входы 3 (см. рис. 6.21) обоих мультиплексоров, при котором входы 1 и 2 временного селектора соединяются со входами 1 первого и второго мультиплексоров соответственно. Одновременно у делителя частоты формирователя временных ворот устанавливается коэффициент деления  $q_1 = 16$ . В результате на вход 1 временного селектора поступает стробирующий импульс – временные ворота длительностью  $q_1 T_x = 16 T_x$  (рис. 6.22, *в*), где  $T_x$  – период исследуемого сигнала, а ко входу 2 временного селектора подводятся счётные импульсы от генератора, заполняющие стробирующий

импульс (рис. 6.22, *з*). Их число  $N = q_1 \cdot F_{\text{сч}} \cdot T_x = 64 \cdot 10^5 / f_x$ . Например, при измерении значения частоты  $f_x = 20$  Гц получается число  $N = 320\,000$ . Поскольку оно в несколько раз больше ёмкости счётчика ( $C = 2^{12} = 4\,096$ ), то последний в процессе поступления импульсов многократно переполняется. Сигналы переполнения и остаточное двоичное число, фиксируемое счётчиком, поступают в микроЭВМ и оттуда, после вычисления значения частоты, – на дисплей. Он отображает результат в виде десятичного числа с указанием единиц измерения частоты.

Если значение  $T_x$  периода исследуемого сигнала окажется недостаточно большим, то микроЭВМ, сохраняя тот же режим измерения, автоматически установит у делителя частоты коэффициент деления  $q_2 = 128$ , после чего длительность стробирующего импульса станет равной  $128 \cdot T_x$ . Может оказаться, что и теперь число импульсов, заполняющих временные ворота, относительно мало. Тогда микроЭВМ так изменит режим работы, что прибор будет измерять частоту непосредственно.

При переводе прибора в режим прямого измерения частоты согласно управляющему сигналу микроЭВМ входы 1 и 2 временного селектора подключаются ко входам 2 первого и второго мультиплексоров соответственно (см. рис. 6.21). После этого на вход 1 временного селектора подается из микроЭВМ стробирующий импульс (временные ворота) длительностью 1 с (рис. 6.22, *е*), а на вход 2 временного селектора поступает с выхода формирователя импульсов периодическая последовательность импульсов с частотой следования  $f_x$  (рис. 6.22, *б*). Счётчик подсчитывает число импульсов, попадающих во временные ворота (рис. 6.22, *е*). Зафиксированное в счётчике число и сигналы переполнения, если они появляются, подаются в микроЭВМ, которая после обработки передаёт результат измерения на дисплей.

В описываемом частотомере использована однокристалльная 4-разрядная микроЭВМ, для которой характерно малое потребление мощности (ток 50 мкА при напряжении 3 В). Она имеет двунаправленную выходную схему, позволяющую непосредственно управлять 72 сегментами цифровых индикаторов дисплея.

В частотомере, выполненном по схеме, изображенной на рис. 6.21, может быть осуществлен автоматический контроль (самоконтроль) нормального функционирования прибора. Для этого по команде микроЭВМ выход генератора счетных импульсов, следующих с частотой  $F_{\text{сч}}$ , подключается ко входу прибора, который работает в режиме измерения частоты. При нормальном функционировании частотомера дисплей будет показывать значение  $F_{\text{сч}}$ . Возможен и иной вариант соединений согласно управляющему сигналу микроЭВМ: вход 2 первого мультиплексора соединяется со входом 1 временного селектора (на этот вход подается стробирующий

импульс длительностью  $\Delta t_k = 1$  с), а его вход 2 подключается ко входу 1 второго мультиплексора (к данному входу подводятся счётные импульсы). Дисплей отображает значение  $F_{сч}$ , если схема нормально функционирует.

**Широкодиапазонный цифровой частотомер повышенной точности.** Большой интерес представляют приборы, измеряющие частоты в широком диапазоне (например, 0,01 Гц...320 МГц или 10 Гц...1 ГГц) с малой погрешностью дискретности, максимальное значение которой остается постоянным во всем диапазоне измерений. Органичной частью таких приборов служат микропроцессорные системы, без которых крайне сложно осуществить вычисления, диктуемые алгоритмом измерения, а также управление блоками прибора и режимами его работы.

Сначала рассмотрим идею оригинального варианта метода дискретного счёта, позволяющего измерять частоту с малой и постоянной погрешностью в широком диапазоне, а затем выясним, как эта идея осуществляется аппаратурно.

Предположим, что исследуемый периодический сигнал, значение частоты  $f_x$  которого требуется найти, – сигнал синусоидальной формы (рис. 6.23, а). Он преобразуется в периодическую последовательность импульсов (рис. 6.23, б) с периодом  $T_x$  следования, равным периоду исследуемого сигнала. Независимо от этой последовательности формируется первый временной интервал длительностью  $\Delta t_i$  (рис. 6.23, в). Они заполняются импульсами периодической последовательности, при этом в интервал попадает  $n$  импульсов (рис. 6.23, г). Число  $n$  фиксируется. Отношение  $n / \Delta t_k$  соответствует значению  $f_x'$  измеряемой частоты. Его отклонение от значения  $f_x$  определяется погрешностью дискретности, уменьшение которой и является целью применения данного метода.

Одновременно формируется второй временной интервал – такой, что фронт этого интервала соответствует импульсу последовательности, появившемуся в первых воротах сразу после их отпираания, а срез – импульсу, возникающему сразу после окончания первого временного интервала (рис. 6.23, д, е). Таким образом, длительность второго временного интервала точно равна целому числу периодов исследуемого сигнала, т. е.  $\Delta t_2 = nT_x$  (рис. 6.23, е). Фронт и срез образованных интервалов синхронизированы с моментами появления импульсов периодической последовательности, сформированной из исследуемого сигнала, поэтому погрешность округления исключается. Во второй временной интервал направляются счетные импульсы (рис. 6.23, ж). Число  $N$  счётных импульсов, заполнивших второй временной интервал (рис. 6.23, з), фиксируется.

Формулу для нахождения значения измеряемой частоты можно получить следующим образом. Число импульсов, попавших во второй временной интервал, как это видно из рис. 6.23, е, з, определяется отношением

$$N = (nT_x / T_{\text{сч}}) = nF_{\text{сч}} / f_x, \quad (6.54)$$

откуда

$$f_x = (n / N) F_{\text{сч}}, \quad (6.55)$$

где  $F_{\text{сч}}$  – частота следования счётных импульсов, значение которой известно.

Точность измерения частоты определяется погрешностью дискретности измерения интервала времени  $nT_x$ .

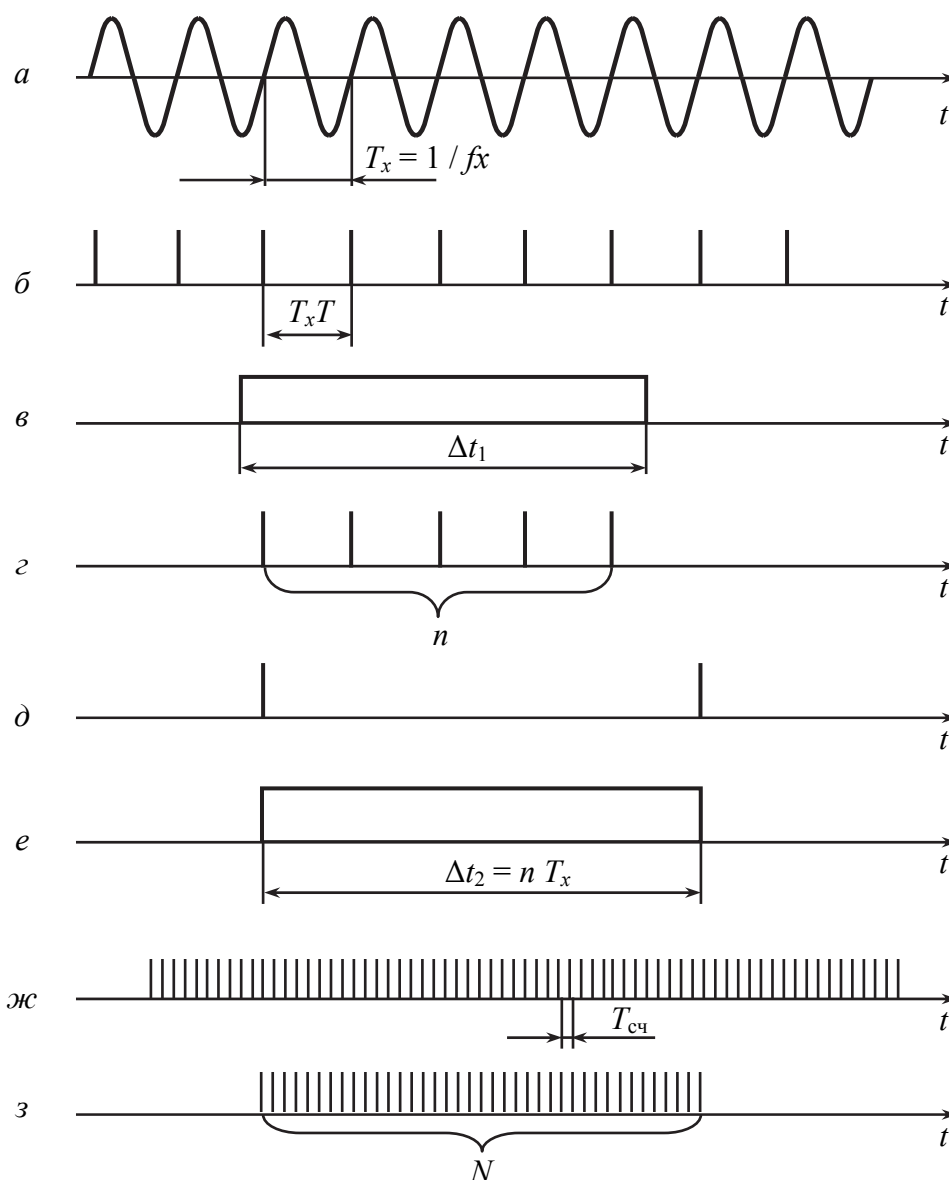


Рис. 6.23. Временные диаграммы, поясняющие принцип действия цифрового частотомера повышенной точности

Получим выражение для относительной погрешности дискретности  $\delta_f$  измерения частоты, для чего сначала определим максимальное значение относительной погрешности дискретности измерения интервала времени  $\Delta t_2 = nT_x$ . Так как этот интервал заполняется счетными импульсами с периодом следования  $T_{сч}$ , то максимальная абсолютная погрешность  $\Delta_2 = \pm T_{сч}$ , а максимальная относительная погрешность

$$\delta_2 = \pm T_{сч} / \Delta t_2 = \pm T_{сч} / nT_x. \quad (6.56)$$

Равенство  $nT_x = \Delta t_2$  можно представить в виде  $f_x = n / \Delta t_2$ . Тогда в соответствии с правилами вычисления погрешностей косвенных измерений погрешность измерения функции  $f_x$  будет связана с погрешностью измерения аргумента  $\Delta t_2$  соотношением (с точностью до второго порядка малости)  $\delta_f = \delta_2$ . После подстановки  $\delta_2$  из выражения (6.56) получим

$$\delta_f = \pm T_{сч} / (nT_x) = \pm (f_x / n) T_{сч}. \quad (6.57)$$

Подставив равенство  $\Delta t_1 = n / f''$  в формулу (6.57) вместо  $f_x / n$  отношение ( $f_x' / n = 1 / \Delta t_1$ ), будем иметь

$$\delta_f = \pm T_{сч} / \Delta t_1 = \pm 1 / (F_{сч} \Delta t_1). \quad (6.58)$$

Формула (6.58) позволяет сделать заключение, что максимальное значение относительной погрешности дискретности измерения частоты изложенным вариантом метода дискретного счета не зависит от значения измеряемой частоты и, следовательно, постоянно во всем диапазоне измерения.

При частоте следования счетных импульсов  $F_{сч} = 10$  МГц и длительности первого временного интервала  $\Delta t = 1$  с (как это имеет место в некоторых частотомерах) максимальное значение относительной погрешности дискретности

$$\delta = \pm 10^{-7}.$$

Если при измерении длительности интервала времени  $\Delta t_2 = nT_x$  применить метод интерполяции, то для той же частоты следования счетных импульсов  $F_{сч} = 10$  МГц и той же длительности первых временных ворот  $\Delta t_1 = 1$  с получим

$$\delta_f = \pm 10^{-10}.$$

Рассмотрим структурную схему прибора, осуществляющего измерения согласно рассмотренному варианту метода дискретного счёта, приведенную на рис. 6.24. Фигурирующие в схеме логические элементы «И<sub>1</sub>», «И<sub>2</sub>», «НЕ» относятся к блоку формирования и управления, но изображены вне его для большей наглядности пояснения работы схемы.



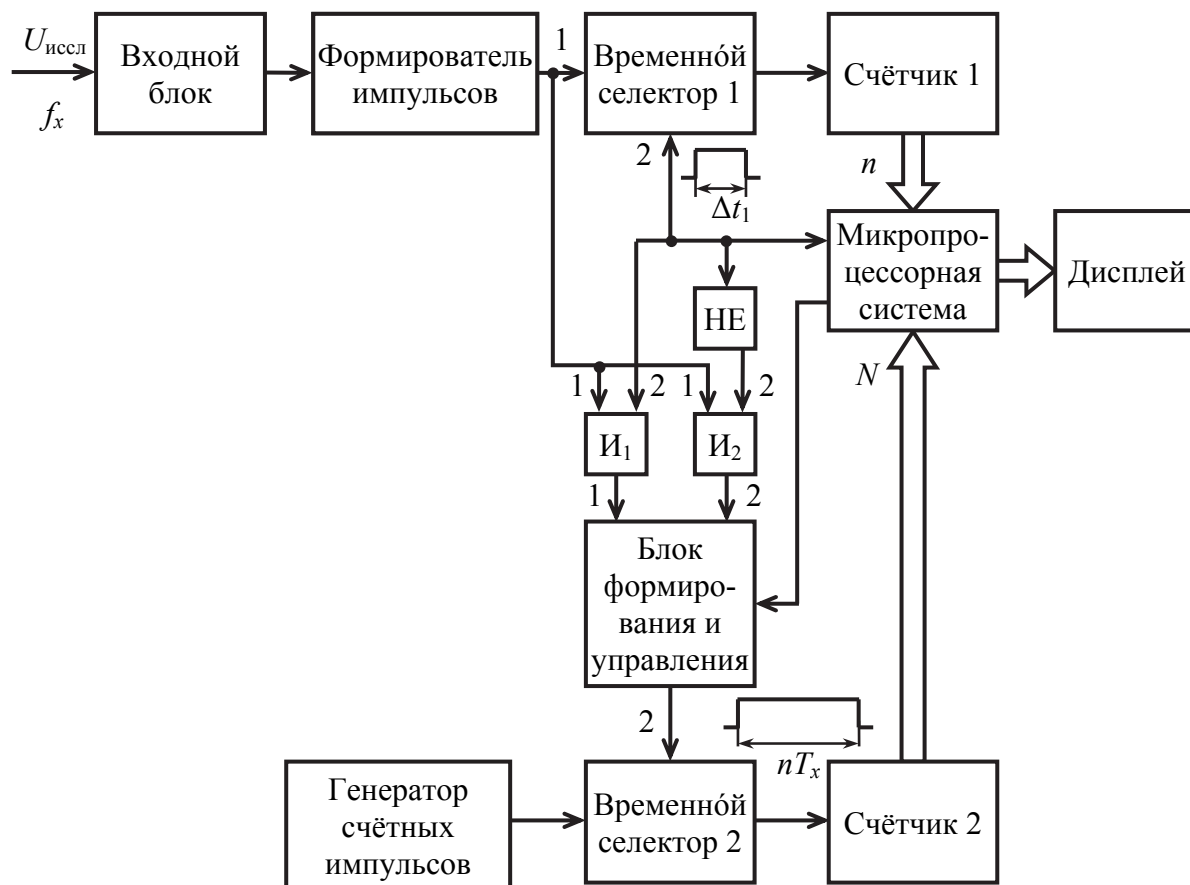


Рис. 6.24. Структурная схема микропроцессорного частотомера

Исследуемый сигнал частотой  $f_x$  (рис. 6.23, а) передаётся через входной блок в формирователь импульсов, где преобразуется в периодическую импульсную последовательность (рис. 6.23, б). Она поступает на первый вход временного селектора 1, ко второму входу которого подводится вырабатываемый внутри микропроцессора стробирующий импульс, представляющий собой первый временной интервал длительностью  $\Delta t_1 = 1$  с (рис. 6.23, в). Заполняющие этот временной интервал импульсы (рис. 6.23, г) подсчитываются счётчиком 1, в нём фиксируется число  $n$ .

Стробирующий импульс, выполняющий роль первого временного интервала, подается с микропроцессора также на вход 2 логического элемента «И<sub>1</sub>» и на вход логического элемента «НЕ». Вследствие этого импульсы периодической последовательности, подводимые с выхода формирователя ко входам 1 логических элементов «И<sub>1</sub>», «И<sub>2</sub>», могут пройти на вход 1 блока формирования и управления, если на входе 2 элемента «И<sub>1</sub>» имеется стробирующий импульс, а на вход 2 блока формирования и управления, если отсутствует стробирующий импульс на входе логического элемента «НЕ».

Схема формирования второго временного интервала длительностью  $nT_x$  (входы 1 и 2 блока формирования и управления – это её входы) выполнена на двух триггерах. Особенности ее работы заключаются в следующем. Импульсы, поступающие при исходном состоянии схемы на ее вход 2, не оказывают воздействия на схему. Первый импульс, поступающий через логический элемент «И<sub>1</sub>» на вход 1 схемы, переключает её первый триггер, что влечёт за собой переключение второго триггера. Так образуется положительный перепад напряжения на его выходе, и в результате на выходе схемы формируется фронт второго временного интервала (рис. 6.23, *д, е*). После этого импульсы, подаваемые на вход 1 схемы формирования, её состояния не меняют. Пока имеется стробирующий импульс на входе логического элемента «НЕ», импульсы периодической последовательности не могут проходить через логический элемент «И<sub>1</sub>». Однако сразу по окончании действия стробирующего импульса первый импульс последовательности поступает через логический элемент «И<sub>2</sub>» на вход 2 схемы и возвращает второй триггер в исходное состояние. На его выходе образуется отрицательный перепад напряжения – формируется срез второго временного интервала (рис. 6.23, *д, е*). Таким образом, на входе 2 второго временного селектора получается второй временной интервал длительностью  $\Delta t_2 = n T_x$ , через которые проходят счётные импульсы (рис. 6.23, *ж*). Попавшие в интервал импульсы (рис. 6.23, *з*) подсчитываются счётчиком 2, в нем фиксируется число  $N$ . Микропроцессорная система, в памяти которой как константа хранится значение  $F_{сч}$ , вычисляет значение частоты  $f_x$  согласно выражению (6.55). Результат вычисления передается на дисплей, который может быть выполнен в виде цифровых индикаторов (например, на жидких кристаллах).

Микропроцессорная система не только осуществляет необходимые вычисления, но и управляет выбором режима в поддиапазоне измерений установкой запятой в показании прибора, а также соответствующих единиц измерения (Гц, кГц, МГц). Наличие микропроцессорной системы позволяет расширить функции, выполняемые прибором: проводить многократные наблюдения и усреднять их результаты, измерять не только частоту, но и период периодического сигнала, интервалы времени, фазовые сдвиги (при наличии дополнительного блока в составе аппаратной части), исключать систематическую погрешность при измерении интервалов времени, обусловленную задержкой опорного и интервального импульсов в каналах передачи сигналов. Кроме того, микропроцессорная система дает возможность осуществлять автоматический контроль нормального функционирования частотомера, включать прибор в измерительную систему посредством интерфейса, выполнять передаваемую через него внешнюю программу измерений.

\*\*\*

Таким образом, по принципу действия можно выделить следующие методы измерения частоты: перезаряда конденсатора; резонансный; метод, основанный на сравнении с образцовой частотой; дискретного счета. В настоящее время серийно выпускаются только электронно-счетные (цифровые) частотомеры.

В основу принципа действия универсальных электронно-счетных (цифровых) частотомеров положен метод последовательного счёта, суть которого заключается в подсчёте числа квантующих импульсов за определённый интервал времени. Выбор вида сигнала, из которого формируются квантующие импульсы, и длительности интервала времени (времени счёта) производится в зависимости от измеряемой физической величины (режима работы частотомера).

Основными характеристиками приборов, используемых для измерения частоты являются: относительная погрешность, чувствительность, диапазон измеряемых частот. Относительная погрешность измерения частоты современными средствами измерений достигает  $10^{-3} \dots 10^{-10}$ .

### Контрольные вопросы

1. Перечислите основные методы измерения частоты.
2. Какова основная область применения резонансного метода измерения частоты?
3. Какие основные ограничения присущи методу измерения частоты при помощи заряда-разряда конденсатора?
4. В чем заключается принцип работы гетеродинного частотомера?
5. Объясните временные диаграммы, соответствующие режиму измерения частоты цифровым прибором.
6. Как влияет погрешность дискретности на результат при измерении высоких и низких частот цифровым прибором?
7. Как образом повышается точность измерения частоты?

## Глава 7. ИЗМЕРЕНИЕ ФАЗОВОГО СДВИГА

### 7.1. Общие сведения об измерении фазового сдвига

Необходимость измерения фазового сдвига между двумя колебаниями одной частоты вызвана применением в радиотехнике когерентных сигналов и методов голографии. С помощью фазовых параметров оценивается качество работы различных устройств радиоэлектроники и связи.

Фазовыми параметрами характеризуются электрические сигналы и электрорадиотехнические цепи. В двухполюсниках с сосредоточенными постоянными измеряется фазовый сдвиг между током и напряжением, а в двухполюсниках с распределёнными постоянными – фаза коэффициента отражения. Четырёхполюсники характеризуются модулем и фазой коэффициента передачи. Зависимость  $\varphi(\omega)$  называется фазочастотной характеристикой четырёхполюсника.

Фазовый сдвиг появляется тогда, когда сигнал проходит через цепь, в которой он задерживается. Фильтры, фазовращатели, усилители и другие элементы радиоэлектронных устройств вносят фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями  $\varphi = \omega t_3$ , где  $t_3$  – время задержки в секундах.

Понятие фазы связано с гармоническими (синусоидальными) колебаниями. Для напряжения  $u(t) = U_{1m} \sin(\omega t + \varphi)$  полной фазой является весь аргумент гармонической функции; величину  $\varphi$  называют начальной фазой. Для двух гармонических колебаний с равными частотами

$$u_1(t) = U_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1); \quad u_2(t) = U_{2m} \sin(\omega t + \varphi_2) \quad (7.1)$$

вводят понятие разности фаз  $\Delta = \varphi_1 - \varphi_2$ . Модуль этой величины называют фазовым сдвигом.

Обычно принимают за начало отсчёта момент времени, при котором начальная фаза первого (опорного) колебания равна 0. Тогда

$$U_1(t) = U_{1m} \sin \omega t; \quad U_2(t) = U_{2m} \sin(\omega t + \varphi), \quad (7.2)$$

где  $\varphi$  – фазовый сдвиг между этими напряжениями.

Для негармонических, в частности импульсных, колебаний понятие фазового сдвига заменяют понятием сдвига во времени. В этом случае измеряют время задержки. Для гармонических колебаний времени задержки  $t_3$  соответствует фазовый сдвиг  $\varphi = 2\pi f t_3$ .

Фазовые соотношения имеют чёткий физический смысл для гармонических сигналов. Однако рассмотренные положения распространяются и на несинусоидальные сигналы с одинаковыми частотами. В этом случае фазовый сдвиг рассматривается между их первыми гармониками, а выс-

шие гармоники отфильтровываются с помощью фильтров нижних частот. Наряду с фазовым сдвигом такие напряжения часто характеризуются временным интервалом  $\Delta t$ .

Фазовые измерения можно разделить на абсолютные и относительные. При **абсолютных измерениях** определяется фазовый сдвиг  $\varphi$ , а при **относительных** – изменение фазового сдвига. При детерминированном характере изменения  $\varphi$  абсолютные и относительные измерения выполняются с помощью фазометров. Если же изменение  $\varphi$  носит случайный характер, то измерение флюктуаций фазы осуществляется с использованием методов измерений характеристик случайных процессов.

Приборы для измерения фазового сдвига объединены в подгруппу Ф. Фазометры относятся к виду Ф2, а фазовращатели (меры фазы) – к виду Ф3.

## 7.2. Классификация методов измерения фазового сдвига

Фазовый сдвиг можно измерить методами непосредственной оценки и сравнения.

**Метод непосредственной оценки** реализуется в электромеханических фазометрах, фазометрах с преобразованием фазового сдвига во временной интервал, непосредственно по осциллограммам на экране осциллографа; способом эллипса; нулевым способом с помощью предварительно отградуированного фазовращателя; амплифазометрах (векторметрах), в которых фазовые измерения трансформируются в амплитудные.

**Метод сравнения** реализуется в компенсационных фазометрах. Все фазометры, независимо от метода измерений, могут быть **аналоговыми** и **цифровыми**.

## 7.3. Аналоговые фазометры

### 7.3.1. Обобщённая структурная схема аналогового фазометра

Если с помощью электронной схемы преобразовать фазовый сдвиг во временной интервал, то его можно измерить с помощью как аналоговых, так и цифровых измерительных приборов. Преобразование измеряемого сдвига во временной интервал  $\Delta t_x$  получило широкое распространение при проектировании большинства типов фазометров.

Рассмотрим структурную схему аналогового фазометра, включающего два идентичных канала (рис. 7.1). Каждый из каналов состоит из входного, формирующего устройств и дифференцирующей цепи. Входные устройства обеспечивают выравнивание амплитуд сигналов. В качестве

формирующих устройств могут использоваться ограничители, на выходе которых получаются импульсы типа меандр. С помощью триггера фазовый сдвиг  $\varphi$  преобразуется в периодическую последовательность прямоугольных импульсов длительностью  $\Delta t_x$ . Такие фазометры в литературе иногда называются триггерными.

Временные диаграммы, поясняющие принцип действия аналогового фазометра, показаны на рис. 7.2.

Пусть на входы фазометра соответственно подаются сигналы  $u_1 = U_1 \cos \omega t$  и  $u_2 = U_2 \cos (\omega t + \varphi)$  с фазовым сдвигом  $\varphi$  (рис. 7.2, а). На выходе входных устройств будут сигналы  $U_1$  и  $U_2$  с одинаковыми амплитудами и периодом  $T$ . Формирующие устройства вырабатывают сигналы  $U'_1$  и  $U'_2$  типа меандр (рис. 7.2, б, в), период повторения которых равен периоду входных сигналов. Эти импульсы дифференцируются, и положительные короткие импульсы  $U''_1$  и  $U''_2$  соответствуют моментам перехода через нуль входных напряжений, а отрицательные импульсы ограничиваются диодами, стоящими на выходе дифференцирующих цепей (рис. 7.2, г, д). Как видно из временной диаграммы (рис. 7.2, е), на выходе триггера будут положительные прямоугольные импульсы с длительностью  $\Delta t_x$ , пропорциональной фазовому сдвигу. Если в цепь триггера включить магнитоэлектрический прибор, то его показания будут пропорциональны среднему значению тока за период:

$$I_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int I_m dt = I_m \Delta t_x / T = K \cdot \varphi,$$

где  $I_m$  – амплитуда импульсов тока;

$K$  – коэффициент пропорциональности.

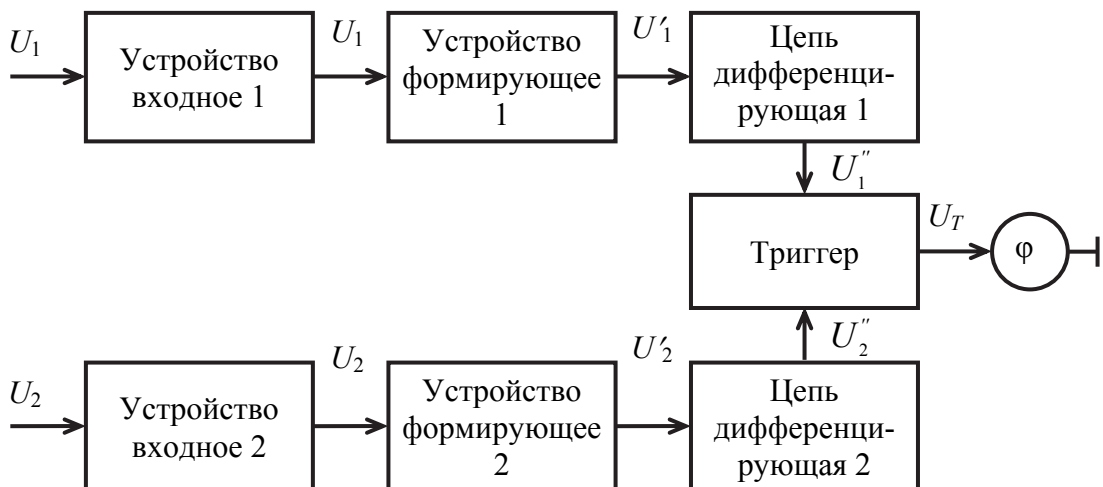


Рис. 7.1. Обобщённая структурная схема аналогового фазометра

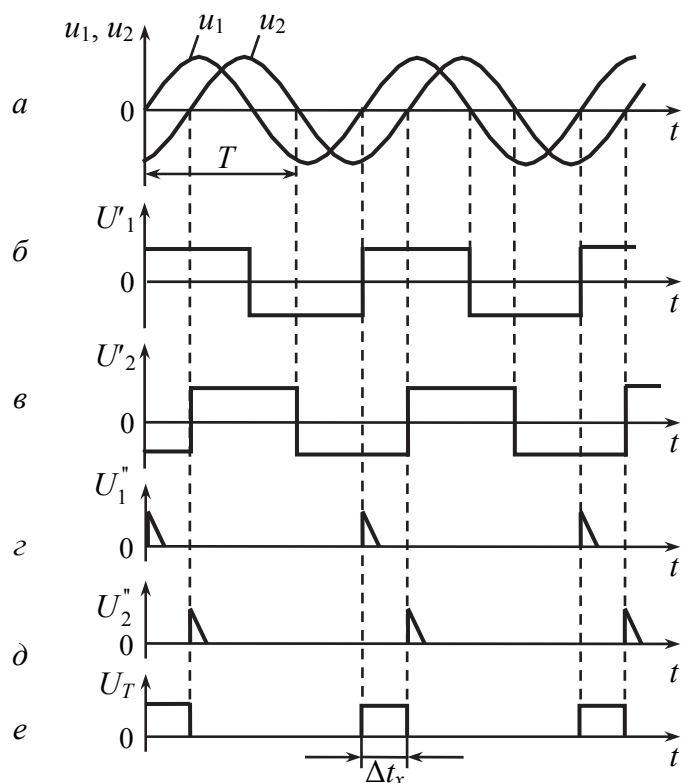


Рис. 7.2. Временные диаграммы, поясняющие принцип действия аналогового фазометра

Следовательно, в этом случае отношение  $\Delta t_x / T$  может быть определено как постоянная составляющая периодической последовательности прямоугольных импульсов и легко измерено аналоговым прибором.

Частотный диапазон аналоговых фазометров ограничивается снизу инерционностью магнитоэлектрического прибора ( $\sim 20$  Гц), а сверху – паразитными параметрами схемы и быстродействием триггера (1–2 МГц). Суммарная погрешность измерений не превышает 1,5–3.

В таких фазометрах могут применяться и цифровые приборы, измеряющие постоянную составляющую тока. Например, фазометр Ф2-16 имеет цифровой индикатор и может использоваться в диапазоне частот от 20 Гц до 2 МГц при измерениях фазовых сдвигов в пределах  $0\text{--}360^\circ$  с погрешностью измерений  $\Delta\varphi = (0,2 + 0,004\varphi)^\circ$ .

### 7.3.2. Осциллографические методы измерения фазы

Одними из простейших методов измерения фазы являются осциллографические методы, т. е. методы, основанные на использовании электронного осциллографа, когда фазовый сдвиг определяется по характеру и форме осциллограмм. К числу осциллографических методов относятся следующие: линейной развертки, двух осциллограмм, эллипса, круговой

развертки и яркостных меток. При измерениях этими методами существенную роль играют амплитудная и особенно фазовая симметрии каналов передачи сигналов на вертикально и горизонтально отклоняющие пластины, качество фокусировки электронного луча, нелинейные искажения усилителей, генераторов развертки и самой трубки.

Погрешность измерения осциллографическими методами составляет  $2\text{--}5^\circ$ . Даже небольшой процент гармоник во входных сигналах значительно увеличивает погрешность измерения. Её уменьшение может быть достигнуто применением компенсационного метода, при котором осциллограф используется как нулевой указатель, отмечающий сдвиг фаз, равный  $0$  или  $180^\circ$ . Измеренное значение фазы в этом случае отсчитывается по фазорегулятору.

При методе линейной развертки на экране осциллографа наблюдают оба напряжения, между которыми измеряют сдвиг фазы. Изображение двух сигналов одновременно можно получить на двухлучевом осциллографе или на экране однолучевого осциллографа, если на вход вертикального усилителя поочередно подать измеряемые напряжения через электронный коммутатор. При этом скорость развертки выбирается такой, чтобы на экране укладывался целый период измеряемого сигнала. Синхронизация генератора развертки должна осуществляться одним из входных сигналов.

Метод эллипса наиболее распространен при измерении фазы с помощью осциллографа (рис. 7.3).

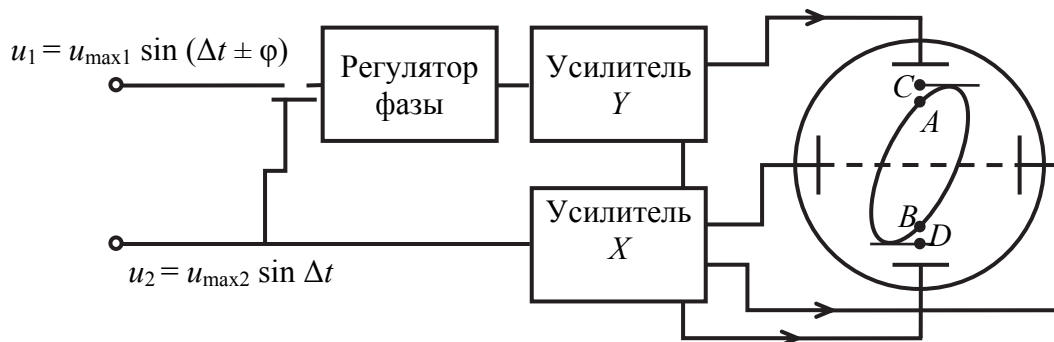


Рис. 7.3. Структурная схема измерения сдвига фаз методом эллипса

Для измерения фазы одно из измеряемых напряжений подается на горизонтально отклоняющие пластины, а второе – на вертикально отклоняющие. На входе усилителя вертикального отклонения включен фазовый регулятор, необходимый для установки фазовой симметрии каналов. Амплитудная симметрия достигается регулировкой коэффициента усиления усилителей.



Если напряжения сигналов на входах

$$u_1 = U_{\max 1} \sin(\omega t + \varphi) \text{ и } u_2 = U_{\max 2} \sin \omega t,$$

то движение луча по вертикали и горизонтали определяется уравнениями

$$Y = S_1 U_{\max 1} \sin(\omega t \pm \varphi); \quad X = S_2 U_{\max 2} \sin \omega t, \quad (7.4)$$

где  $S_1, S_2$  – чувствительность осциллографа по вертикали и горизонтали, мм/В.

Под действием этих напряжений луч движется по эллипсу, оси которого повернуты на некоторый угол относительно горизонтальной и вертикальной осей трубки.

Уравнение движения луча в полярных координатах имеет следующий вид:

$$Y = S_1 \cdot U_{\max 1} \left[ X \cos \varphi / S_2 \cdot U_{\max 2} \pm \sin \varphi \sqrt{1 - (X / S_2 \cdot U_{\max 2})^2} \right]. \quad (7.5)$$

Угол поворота осей определяется выражением

$$\operatorname{tg} 2\alpha = \frac{\cos \varphi (2 S_2 U_{\max 2} / S_1 U_{\max 1})}{1 - (S_2 U_{\max 2} / S_1 U_{\max 1})^2}. \quad (7.6)$$

Сдвиг фаз при методе эллипса может быть определён несколькими способами.

**Один из методов основан на измерении отклонения сигнала по одной из осей трубки**, при этом определяется отклонение по оси  $Y$ , в предположении, что условие  $X = 0$  выполняется при  $\omega t_1 = 0$  и  $\omega t_2 = \pi$ .

Подставив эти значения в уравнение движения луча (7.5), получим

$$Y_1 = S_1 \cdot U_{\max 1} \sin \varphi; \quad Y_2 = -S_1 \cdot U_{\max 1} \sin \varphi. \quad (7.7)$$

Отсекаемый эллипсом на оси  $Y$  отрезок (см. рис. 7.3) равен  $AB = 2S_1 \cdot U_{\max 1} \sin \varphi$ , а отрезок, определяющий проекцию эллипса на ось ординат,  $CD = 2S_1 \cdot U_{\max 1}$ .

Измеряемый угол находят как отношение  $\varphi = AB/CD$ . Отрезки, соответствующие проекциям эллипса на оси координат, определяют по линиям касательных. При измерении отрезка  $AB$  возникает погрешность за счет смещения оси  $Y$ . Для её уменьшения следует закоротить вход горизонтального усилителя, оставив напряжение на входе вертикального усилителя неизменным, отметить на экране точное положение оси ординат. Отрезок  $AB$  определяется точками пересечения эллипса со следами линии  $CD$ .

Иногда для непосредственного отсчета фазы применяют специальную шкалу, нанесенную на оси координат. Для правильного измерения фа-

зы необходимо при симметрировании каналов заметить наклон полученной на экране прямой. Если большая ось эллипса наклонена в ту же сторону, то измеренный угол равен  $\pm\varphi$ . Если большая ось оказывается повернутой относительно этой прямой на угол  $90^\circ$ , то фазовый угол равен  $(180^\circ \pm \varphi)$ . Знак фазового угла в этих случаях остаётся неизвестным. Для её определения в канал вертикального усилителя вводят фазосдвигающую цепь. Включая и выключая эту цепь и наблюдая за малой осью эллипса, можно установить знак измеряемого угла. При этом для углов, меньших  $90^\circ$ , при введении дополнительного положительного сдвига при  $+\varphi$  эллипс расширяется, а при  $-\varphi$  сужается. Для углов, больших  $\pm 90^\circ$ , при введении положительного сдвига при  $(180^\circ - \varphi)$  эллипс сужается, при  $(180^\circ + \varphi)$  расширяется.

Установление знака фазового угла можно упростить, если учесть, что при положительных углах луч, описывающий эллипс, вращается в одну сторону, а при отрицательных – в другую.

**Другой метод измерения фазы сводится к вычислению площади эллипса.** При обозначениях, принятых на рис. 7.4, площадь эллипса  $S = n \cdot ab / 4$ , а  $\sin \varphi = ab / (CD \cdot MN)$ , где  $CD$  и  $MN$  – проекции эллипса на оси координат. Таким образом, для измерения фазового угла достаточно измерить оси эллипса и их проекции на оси координат.

На результирующую погрешность измерения фазы методом эллипса оказывают влияние следующие составляющие: погрешность асимметрии каналов, погрешность линейных измерений, погрешность нелинейности, погрешность, обусловленная влиянием гармоник.

**При измерении фазы методом круговой развёртки** опорное напряжение расщепляется по фазе и в виде двух находящихся в квадратуре (сдвинутых на  $90^\circ$ ) напряжений подаётся на вход горизонтального и вертикального усилителей (рис. 7.4).

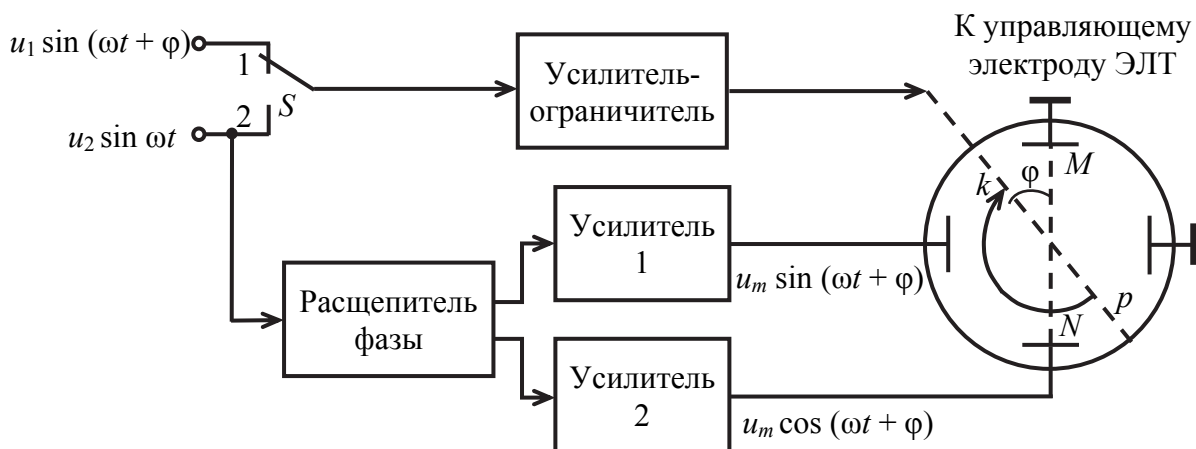


Рис. 7.4. Структурная схема измерения фазы методом круговой развёртки

Регулировкой коэффициентов усиления и установлением фазовой симметрии в обоих каналах добиваются получения круговой развертки. Напряжение сигнала подается на управляющий электрод трубки. На время отрицательного полупериода трубка запирается и видимой на экране оказывается только половина окружности. Для обеспечения необходимой точности измерений добиваются, чтобы трубка запиралась в моменты перехода измеряемого сигнала через нуль. С этой целью из сигнала при помощи усилителя-ограничителя формируется напряжение прямоугольной формы. В процессе измерения фазового угла на вход усилителя-ограничителя сначала подается опорное напряжение и по полуокружности на экране трубки отмечается положение диаметра  $MN$ , являющегося началом отсчета. Затем на усилитель подается измеряемый сигнал и отмечается диаметр  $kp$ . Измеряемый фазовый угол  $\varphi$  равен углу между прямыми  $MN$  и  $kp$ . Источниками погрешностей измерения в этом случае являются: непостоянство частоты круговой развертки, погрешность измерения угла между диаметрами, погрешность формирующих устройств.

Значительное снижение погрешности метода круговой развертки может быть достигнуто за счёт повышения частоты развертки. Если частота развертки превышает частоту сигнала в  $n$  раз, то полный цикл ее соответствует углу  $360^\circ/n$ , а не  $360^\circ$ , как при равенстве частот. Погрешность при этом снижается почти в  $n$  раз.

**Метод яркостных меток** по сравнению с другими осциллографическими методами очень удобен по своей наглядности и простоте отсчета.

Фазовый угол в этом случае определяется по положению или числу яркостных меток, получаемых на экране путем воздействия на управляющий электрод положительных или отрицательных импульсов малой длительности. Для уменьшения погрешности метода яркостных меток также повышают частоту развертки.

### 7.3.3. Компенсационные фазометры

**Компенсационный метод измерения фазового сдвига** заключается в сравнении измеряемого фазового сдвига с фазовым сдвигом в эталонном фазовращателе. Известны две разновидности метода компенсации: разностный и нулевой.

При использовании **разностного, или дифференциального, метода** по показаниям прибора определяется разность или величина, пропорциональная этой разности:

$$\varphi_x - \varphi_0 = \psi,$$

где  $\varphi_x$  – измеряемый фазовый сдвиг;

$\varphi_0$  – фазовый сдвиг, устанавливаемый по калиброванному фазовращателю.

Зная  $\varphi_0$  и измерив  $\psi$ , можно найти  $\varphi_x$ .

Когда измерения проводятся **нулевым методом**, величина фазового сдвига определяется по калиброванному фазовращателю, разность фаз в этом случае сводится к нулю.

Основными элементами компенсационного фазометра (рис. 7.5) являются измерительный калиброванный фазовращатель (ФВ-эталон) и индикатор фиксированного сдвига фаз. С помощью установочного фазовращателя фазу сдвигают так, чтобы сдвиг фаз на индикаторе оказался на рабочем уровне. Для фазового детектора, обычно используемого в качестве индикатора, рабочим уровнем является сдвиг фаз  $90^\circ$ . При использовании осциллографического индикатора рабочим уровнем является нулевой сдвиг.

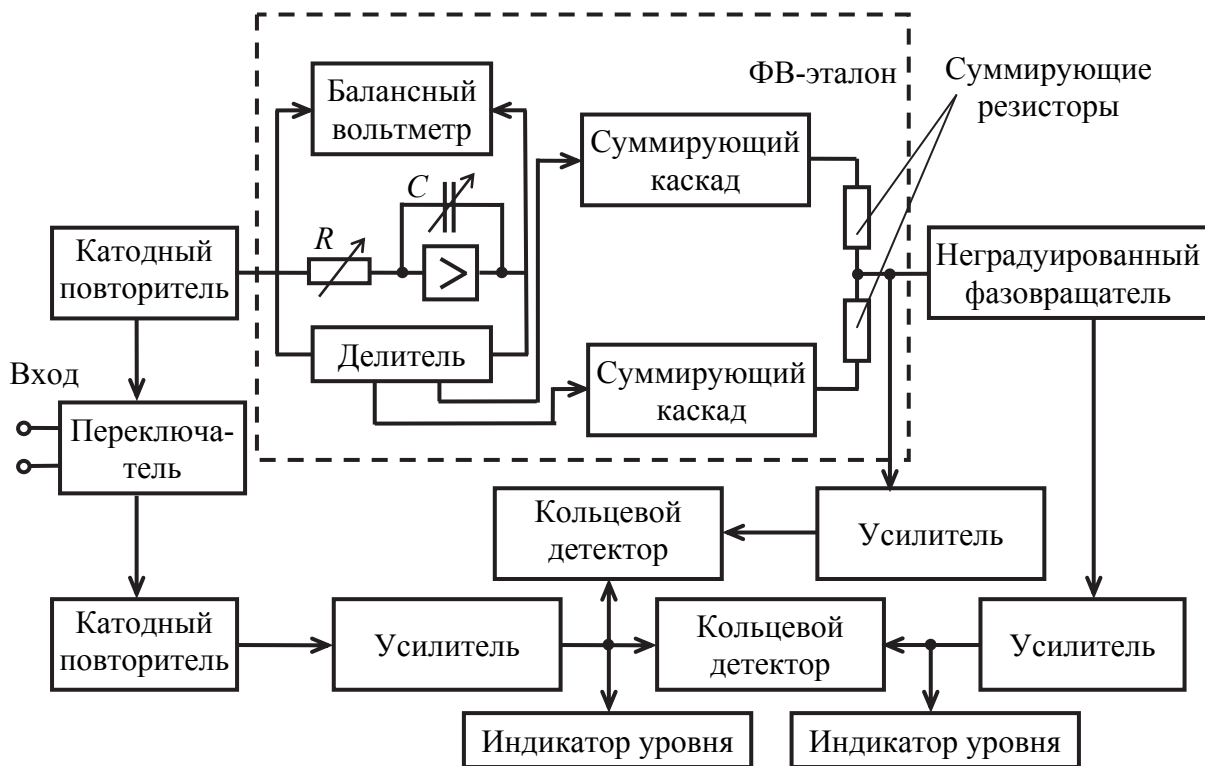


Рис. 7.5. Структурная схема компенсационного фазометра

Измеряемые сигналы поступают на входы обоих каналов фазометра через переключатель, положение которого устанавливается в зависимости от квадранта, в котором находится значение разности фаз. Затем каждый сигнал поступает на свой катодный повторитель. Перед измерением фазометр переводится в исходное состояние путем подачи сигнала на вход обоих каналов при нулевом сдвиге фаз калиброванного фазовращателя и установке некалиброванного фазовращателя в положение, при котором индикаторы отмечают наличие баланса.

Калиброванный эталонный фазовращатель является основным элементом прибора. Равенство  $\omega \cdot R \cdot C = 1$  достигается ступенчатым подбором значения конденсатора  $C$  и регулировкой резистора  $R$  с помощью набора резисторов, установленных на двух переключателях, и одного переменного резистора, который обеспечивает устойчивую регулировку в пределах 1:3 000. Такая регулировка необходима для реализации чувствительности балансного вольтметра, который с погрешностью 1:3 000 отмечает равенство напряжений на входе и выходе квадратурного усилителя. Погрешность фазовращателя, вызванная неравенством уравнивания, в худшем случае, при  $\varphi = 45^\circ$ , составит  $0,01^\circ$ .

Сложение двух находящихся в квадратуре напряжений производится с помощью суммирующего устройства, состоящего из двух усилителей с обратной связью и повторителей с низкоомным выходом. Благодаря высокому входному сопротивлению и низкому сопротивлению делителей напряжения суммирующее устройство практически не вносит погрешности. Усилители нагружены на два точно подобранных резистора, с общей точки которых напряжение подается на высокоомный вход следующего каскада. Балансный вольтметр имеет два одинаковых канала, каждый из которых состоит из усилителя с обратной связью. Выходные усилители представляют собой двухтактные усилители с обратной связью, осуществляемой с помощью повторителей, имеющих непосредственную связь для исключения фазового сдвига при низких частотах.

Фазочувствительные индикаторы представляют собой кольцевые детекторы. По одному из них производится отсчёт малых сдвигов фаз, которые не могут быть скомпенсированы калиброванным фазовращателем, с помощью другого определяют квадрат измеряемой разности фаз.

Общая погрешность такого фазометра на низких частотах составляет  $0,1^\circ$  при чувствительности  $0,06^\circ$ .

#### 7.3.4. Стрелочные фазометры

Метод непосредственной оценки применяется для измерения фазовых сдвигов в широком диапазоне частот от самых низких до СВЧ, а средства измерений, в которых реализуется этот метод, составляют многочисленную группу приборов.

Присущие электродинамическим измерительным механизмам свойства фазочувствительности позволяют использовать их в качестве фазометров. В отличие от других фазометров они не относятся к подгруппе Ф, а на них распространяются требования ГОСТ 8039–79 в части, касающейся общих технических условий.

Электродинамические фазометры выполняются по схеме логометра, у которого между секциями неподвижной катушки 1 (рис. 7.6) размещает-

ся подвижная часть, состоящая из двух катушек 2 и 3, жестко связанных друг с другом.

Токи к вращающимся катушкам подводятся через проводники, не создающие механического противодействующего момента (серебряные или золотые ленточки). За счёт взаимодействия тока, протекающего в катушке 2, с магнитным полем тока катушки 1 создаётся вращающий момент  $M_B$ , а тока, протекающего в катушке 3, – противодействующий момент  $M_{\Pi}$  (рис. 7.7, а).

В цепь подвижной катушки 2 включено активное сопротивление  $R$ , а последовательно с катушкой 3 – индуктивность  $L$ . Векторная диаграмма (рис. 7.7, б) приведена для случая, когда индуктивное сопротивление катушки 2 много меньше активного сопротивления  $R$  и им можно пренебречь, и наоборот, цепь катушки 3 за счёт включения индуктивности  $L$  имеет индуктивный характер. При этих допущениях напряжение на нагрузке  $U$  и ток  $I_2$  в катушке 2 совпадают по фазе, а ток  $I_3$  в катушке 3 отстает на  $90^\circ$  от напряжения  $U$ .

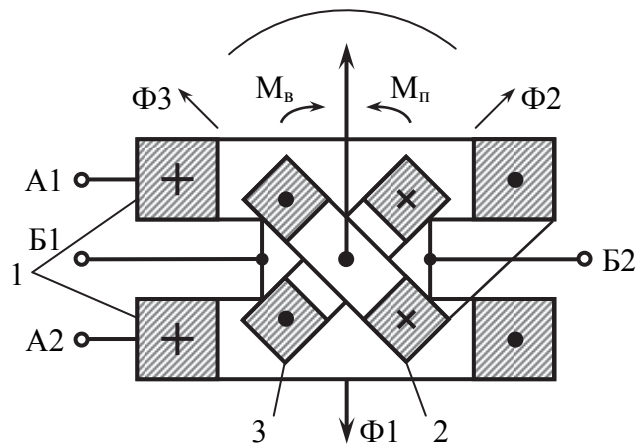


Рис. 7.6 Устройство электродинамического фазометра

Между напряжением и током в нагрузке  $Z_H$  в общем случае будет сдвиг по фазе на угол  $\varphi$ , который зависит от характера нагрузки. В подвижных катушках 2 и 3 создаются моменты при взаимодействии между токами  $I_1$ ,  $I_2$  и  $I_3$ , значения которых определяются по следующим формулам:

$$M_B = K_1 I I_2 \cos \varphi f_1(\alpha), \quad (7.8)$$

$$M_{\Pi} = K_2 I I_3 \cos \varphi f_2(\alpha), \quad (7.9)$$

где  $K_1$  и  $K_2$  – коэффициенты пропорциональности;

$f_1(\alpha)$  и  $f_2(\alpha)$  – функции, определяющие изменение моментов  $M_B$  и  $M_{\Pi}$  при повороте катушек и зависящие от конструкции фазометра и его параметров.

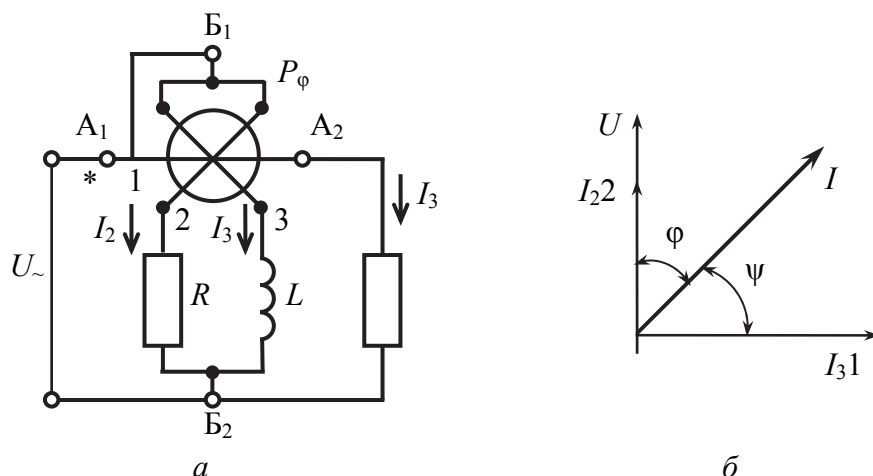


Рис. 7.7. Схема включения фазометра (а); векторная диаграмма, поясняющая принцип работы (б)

В момент равновесия подвижной части (отсчёта)  $M_{\text{в}} = M_{\text{п}}$ . Допустим, что  $K_1 = K_2$  и  $I_2 = I_3$ , тогда можно утверждать, что  $f_1(\alpha) \cos \varphi = f_2(\alpha) \cos \psi$  или  $\cos \varphi / \cos \psi = f_2(\alpha) / f_1(\alpha) = F(\alpha)$ .

Из рис. 7.7, б видно, что  $\psi = 90^\circ - \varphi$ , тогда  $\text{ctg } \varphi = F(\alpha)$

или 
$$\alpha = F_1(\varphi). \quad (7.10)$$

Следовательно, угол отклонения стрелки прибора зависит при данной конструкции и постоянных параметрах фазометра от фазового сдвига между током в нагрузке  $I$  и приложенным напряжением  $U$ .

Основными источниками погрешностей являются: изменение окружающей температуры, частоты и наличие внешних магнитных полей.

Для электродинамических фазометров в соответствии с ГОСТ 8039–79 установлены следующие классы точности: 0,2; 0,5; 1; 1,5; 2,5; 4. При этом переносные фазометры должны изготавливаться класса точности не ниже 1,5. Электродинамические фазометры применяются для измерения фазового сдвига  $\varphi$  и  $\cos \varphi$  в качестве щитовых и переносных приборов в цепях переменного тока на частотах от 50 до 20 000 Гц.

## 7.4. Цифровые фазометры

### 7.4.1. Общие сведения о цифровых фазометрах

В настоящее время известно много схемных вариантов построения цифровых фазометров, использующих различные методы преобразования измеряемой величины в дискретную форму. Всё разнообразие известных методов можно разделить на две основные группы:

- **цифровые фазометры, основанные на использовании метода компенсации**, в которых осуществляется непрерывное уравнивание измеряемого фазового сдвига до некоторого заранее определённого значения с отсчётом измеренного фазового сдвига с цифрового устройства фазовращателя;

- **цифровые фазометры с прямым преобразованием измеряемого фазового сдвига** в величину, удобную для преобразования в код. Эти приборы построены по методу циклического действия, так как они работают по жёсткой программе, выдавая значения измеряемой величины не непрерывно, а через определённые интервалы.

Фазометры с прямым преобразованием делятся в свою очередь на несколько групп в зависимости от метода преобразования, числа периодов измеряемого напряжения и т. д.

#### 7.4.2. Цифровые фазометры с преобразованием фазовый сдвиг – напряжение

При работе схемы цифрового фазометра (рис. 7.8) формирующие устройства из сигналов, поступающих на их входы, вырабатывают прямоугольные импульсы, фронты и срезы которых совпадают по времени с моментами перехода измеряемых напряжений через нуль. На выходе триггера, управляемого положительными или отрицательными фронтами прямоугольных напряжений, возникают импульсы, длительность которых примерно равна временному сдвигу между измеряемыми сигналами. Нормализатор ограничивает минимальные и максимальные значения напряжений, снимаемых с выхода триггера, некоторыми, заранее заданными значениями  $U_{\max}$  и  $U_0$ . Фильтр на выходе нормализатора уменьшает пульсации напряжения, подаваемого на вход цифрового вольтметра, до значения, обеспечивающего заданную погрешность измерения. Так как длительность импульсов на входе фильтра равна временному сдвигу между измеряемыми напряжениями, постоянная составляющая напряжения на выходе фильтра пропорциональна фазовому сдвигу.

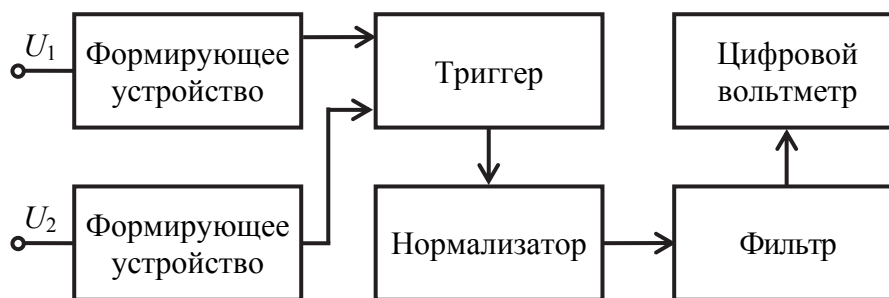


Рис. 7.8. Структурная схема цифрового фазометра с промежуточным преобразованием фазового сдвига в постоянное напряжение



При соответствующем выборе нормализующих напряжений и поддиапазона измерения вольтметра можно получить непосредственный отсчёт фазового сдвига в радианах, градусах, минутах или других единицах измерений фазы. Таким образом, рассмотренная схема фазометра является комбинацией цифрового вольтметра и электронного триггерного фазометра. Общая погрешность метода определяется двумя основными составляющими: погрешностью цифрового вольтметра и погрешностью преобразования интервала времени в постоянное напряжение. Цифровые вольтметры позволяют обеспечить очень малые погрешности измерения напряжений, в то время как погрешность преобразования интервала времени в постоянное напряжение является доминирующей. Эта составляющая погрешности полностью определяется точностью поддержания максимального и минимального уровней импульсного напряжения, поступающего с выхода нормализатора. Постоянная составляющая

$$U_{\text{п}} = [U_0 \cdot (T - \tau) + U_{\text{max}} \cdot \tau] / T, \quad (7.11)$$

где  $T$  – период измеряемого напряжения;

$\tau = (\varphi / 360^\circ) \cdot T$  – временной интервал, соответствующий фазовому сдвигу  $\varphi$ ;

$U_{\text{max}}$  – максимальное значение амплитуды импульсов, поступающих с триггера;

$U_0$  – минимальное значение амплитуды импульсов, поступающих с триггера.

Подставив значение  $\tau$ , получим

$$U_{\text{п}} = U_0 + (\varphi / 360) \cdot (U_{\text{max}} - U_0). \quad (7.12)$$

Из полученного выражения следует, что для обеспечения погрешности измерения, не превышающей  $0,1^\circ$ , необходимо поддерживать стабильность уровня ограничения выходного напряжения триггера с погрешностью менее  $0,02\%$ . Чтобы обеспечить такую стабильность в течение длительного времени, необходима периодическая калибровка прибора.

На первом этапе развития цифровой фазоизмерительной техники введение цифрового вольтметра в фазометр было экономически и технически оправдано. В настоящее время, когда требования ко многим параметрам значительно возрастают, наличие промежуточного преобразования интервала времени в напряжение усложняет конструкцию прибора и не даёт возможности обеспечить высокие точности измерения.

### 7.4.3. Цифровые фазометры компенсационные

Рассмотрим принцип действия компенсационного цифрового фазометра (рис. 7.9).

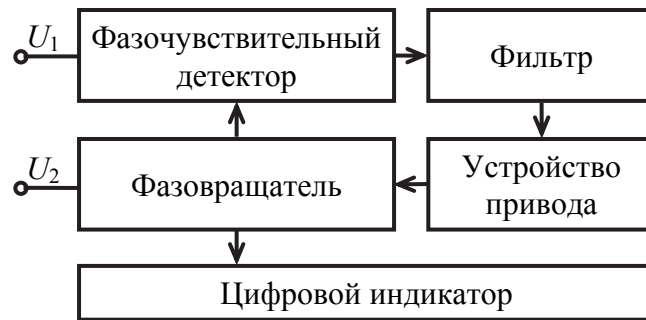


Рис. 7.9. Структурная схема компенсационного цифрового фазометра

Сигналы  $U_1$  и  $U_2$ , подлежащие измерению, поступают непосредственно или после предварительного усиления на входы фазочувствительного детектора, при этом фаза сигналов сдвигается с помощью калиброванного фазовращателя. Напряжение с выхода фазочувствительного детектора через фильтр, сглаживающий пульсации и возможные флюктуации (когда измеряемые сигналы сопровождаются помехами), поступает на устройство привода, изменяющего угол поворота фазовращателя таким образом, чтобы разность сигналов на входе детектора свести к  $90^\circ$  (или  $0^\circ$ ). В момент достижения баланса постоянная составляющая на выходе детектора становится равной нулю, обработка прекращается и значение измеренного фазового сдвига отображается на цифровом индикаторе, связанном с фазовращателем.

*Достоинством* цифровых следящих фазометров является их высокая помехоустойчивость. Погрешность измерения прибора зависит в основном от погрешности фазовращателя и чувствительности детектора. Фазовый угол, на который фазовращатель сдвигает измеряемый сигнал, не зависит от того, сопровождается этот сигнал помехами или нет.

Наличие некоррелированных помех в обоих каналах компенсационного фазометра приводит к снижению чувствительности детектора, которое может быть скомпенсировано повышением коэффициента усиления устройства привода. При значительных помехах приходится увеличивать постоянную времени фильтра и соответственно время измерения.

Рассмотрим автокомпенсационный фазовращатель, в котором механический фазовращатель заменён цифровым пересчётным устройством (рис. 7.10).

Измеряемые сигналы поступают на входы двух идентичных каналов, состоящих каждый из смесителя, фильтра промежуточной частоты и ограничителя, формирующего прямоугольное напряжение. В качестве гетеродинов используются два триггерных счётчика с коэффициентом деления частоты  $N$ , на входы которых поступают импульсы с частотой следования  $f$ .

Таким образом, на входы смесителей поступают два прямоугольных напряжения с частотой  $f/N$  и произвольным сдвигом фаз между ними. Разность фаз между напряжениями, поступающими на фазовый детектор, равна сумме фазовых сдвигов между входными сигналами и выходными напряжениями триггерных счётчиков. С выхода фазового детектора в зависимости от знака сигнала рассогласованные импульсы поступают на тот или иной триггерный счётчик, изменяя фазовый сдвиг между напряжениями счётчиков таким образом, чтобы обеспечить синфазность прямоугольных напряжений на входе фазового детектора. При этом сдвиг фаз между выходными напряжениями триггерных счётчиков становится равным сдвигу фаз между входными напряжениями фазометра.

Цифровой отсчёт производится в соответствии с кодом, записанным в одном из триггерных счётчиков в момент перехода в нулевое положение второго триггерного счётчика.

Погрешность рассмотренной схемы составляет  $\Delta\varphi = 360^\circ / N$ , где  $\Delta\varphi$  – шаг квантования.

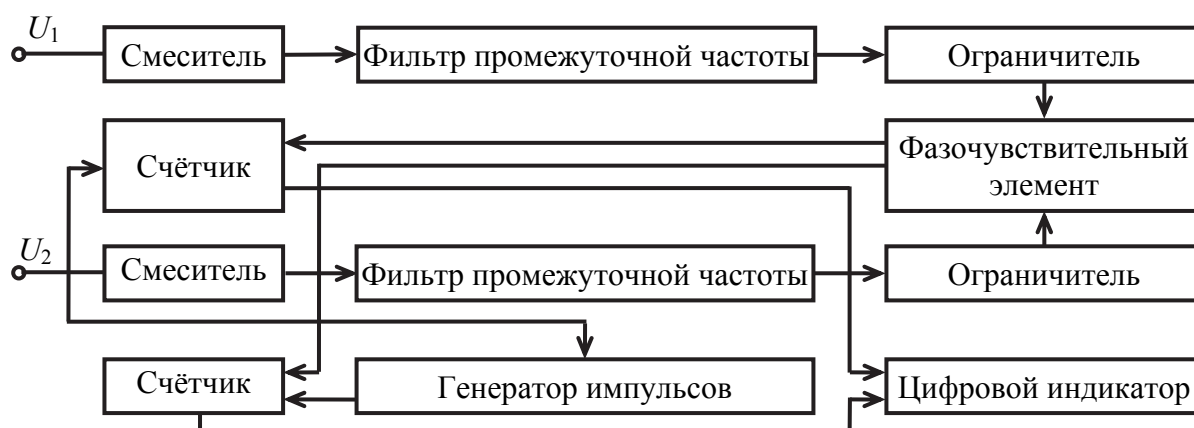


Рис. 7.10. Структурная схема автокомпенсационного фазометра с цифровым пересчётным устройством

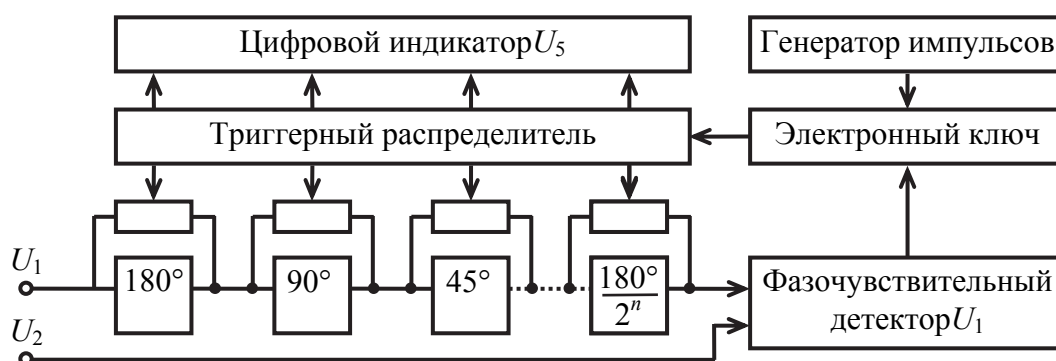


Рис. 7.11. Структурная схема цифрового фазометра с поразрядной компенсацией

Цифровой фазометр, основанный на методе поразрядной компенсации фазового сдвига, поясняется структурной схемой, представленной на рис. 7.11.

Измеряемые сигналы поступают на вход фазового детектора по двум каналам. В один из каналов включена цепочка фазовращателей, которые имеют фазовые сдвиги, уменьшающиеся в два раза от разряда к разряду, начиная со старшего, равного  $180^\circ$ . Эти фазовращатели могут закорачиваться ключами, управляемыми триггерными распределителями. Схема прибора работает также, как цифровой вольтметр с поразрядным уравниванием.

#### 7.4.4. Ортогональные цифровые фазометры

Процесс оптимального измерения фазового сдвига сводится к максимуму корреляционного интеграла:

$$a = (\varphi) = \int_0^{T_H} S(t) S_0(t, \varphi) dt. \quad (7.13)$$

Корреляционный интеграл (7.13) разложением сигнала  $S(t)$  по двум ортогональным составляющим опорного сигнала  $U_m \sin \omega_0 t$  и  $U_m \cos \omega_0 t$  можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} \int_0^{T_H} S(t) U_m \cos(\omega_0 t + \varphi) dt &= U_m \cos \varphi \int_0^{T_H} S(t) \cos \omega_0 t dt - \\ &- U_m \sin \varphi \int_0^{T_H} S(t) \sin \omega_0 t dt = 0 \end{aligned} \quad (7.14)$$

Из выражения (7.14) следует

$$\varphi = \arctg a_c / a_s, \quad (7.15)$$

где

$$a_c = \int_0^{T_H} S(t) U_m \cos \omega_0 t dt; \quad a_s = \int_0^{T_H} S(t) U_m \sin \omega_0 t dt. \quad (7.16)$$

Погрешность оптимального измерителя фазы может быть определена исследованием функции правдоподобия – её сигнальной и шумовой составляющих или формуле (7.15). Учитывая, что в виде выражения (7.15), кроме оптимального, могут быть представлены и некоторые квазиоптимальные алгоритмы, получим выражение для погрешности ортогональных

измерителя фазы в обобщенной форме. Для этого запишем формулу (7.15) в следующем виде:

$$\varphi = \operatorname{arctg} (a_{c0} + \Delta a_c) / (a_{s0} + \Delta a_s), \quad (7.17)$$

где  $a_{c0}, a_{s0}$  – сигнальные составляющие;

$\Delta a_{c,s}$  – шумовые составляющие корреляционных интегралов.

В более широком смысле  $\Delta a_{c,s}$  могут быть обусловлены также отклонением опорных сигналов от оптимальных.

Смесь гармонического сигнала и белого шума  $n(t)$  описывается формулой

$$S(t) = U_{m0} \sin (\omega_0 t + \varphi_0) + n(t). \quad (7.18)$$

Для этого сигнала сигнальные составляющие в соответствии с формулой (7.16) будут иметь следующий вид:

$$a_{c0} = a_0 \sin \varphi; \quad a_{s0} = a_0 \cos \varphi, \quad (7.19)$$

где 
$$a_0 = T_n \cdot U_m \cdot U_{m0} / 2. \quad (7.20)$$

Разложим выражение (7.17) в ряд Тейлора по степеням  $\Delta a_{c,s}$ . Ограничиваясь первыми членами разложения и учитывая формулу (7.19), получаем

$$\Delta \varphi = (\Delta a_c / a_0) \cos \varphi - (\Delta a_s / a_0) \sin \varphi. \quad (7.21)$$

Из формулы (7.20) при некоррелированных  $\Delta a_{c,s}$  СКО погрешности

$$\sigma_\varphi = \sigma_a / a_0, \quad (7.22)$$

где  $\sigma_a = \sigma (\Delta a_c) = \sigma (\Delta a_s)$ .

Для классической структуры оптимального измерителя фазы с ортогональной обработкой, соответствующей выражению (7.16), шумовые составляющие

$$\Delta a_c = \int_0^{T_n} n(t) U_m \cos \omega_0 t dt; \quad \Delta a_s = \int_0^{T_n} n(t) U_m \sin \omega_0 t dt. \quad (7.23)$$

Для  $n(t)$  типа белого шума со спектральной плотностью в области положительных частот  $S_0$  дисперсия  $\Delta a_{c,s}$  определяется выражением

$$\sigma^2 (\Delta a_c) = \sigma^2 (\Delta a_s) = \sigma_a^2 = U_m^2 \cdot S_0 \cdot T_n / 4. \quad (7.24)$$

Подставим выражения (7.24) и (7.20) в (7.22), тогда получим

$$\sigma_{\varphi 0} = \sqrt{S_0 / U_{m0}^2 T_n}. \quad (7.25)$$

Здесь через  $\sigma_{\varphi 0}$  обозначено СКО погрешности оптимального измерителя фазы при воздействии белого шума.

Структурная схема измерителя фазы, реализующая ортогональный метод (рис. 7.12), включает генератор опорных сигналов (ГОС), два коррелятора, осуществляющие определение корреляционных интегралов по формуле (7.16), и вычислитель (ВЫЧ) фазового сдвига  $\varphi$ , определяемого по формуле (7.15).

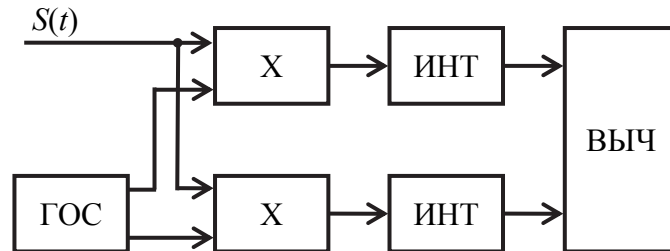


Рис. 7.12. Структурная схема ортогонального измерителя фазы

В настоящее время известны два метода, реализующие цифровое измерение фазового сдвига с ортогональной обработкой сигналов. **Первый метод** основан на использовании умножителя сигналов в аналоговой форме и преобразовании результата умножения в цифровую форму с помощью АЦП с последующим выполнением арифметических и тригонометрических операций в цифровом виде. Во **втором методе** применяется непосредственное преобразование измеряемого и опорного сигналов в цифровую форму. Для цифрового преобразования используется дискретизация сигналов и запоминание, поэтому в дальнейшем ортогональные фазоизмерители этого класса будем называть фазоизмерителями с дискретной ортогональной обработкой.

Основными **недостатками первого метода** являются большие инструментальные погрешности, возникающие в умножителях, и трудности реализации вычислителя. Последний недостаток присущ также фазоизмерителям, реализованным по **второму методу**. В настоящее время в связи с интенсивным развитием микропроцессорной техники появилась возможность реализации арифметических и тригонометрических операций на основе микропроцессорных больших интегральных схем (БИС). Поэтому можно считать, что второй недостаток не является принципиальным. Широкому распространению первого метода построения цифровых фазометров препятствуют инструментальные погрешности аналоговых умножителей. Учитывая, что в ближайшее время не ожидается существенного прогресса в создании аналоговых узлов – умножителей, это направление построения цифровых фазоизмерителей с повышенной точностью следует отнести к неперспективным.

**Второй метод** имеет более высокую точность вследствие того, что операция умножения осуществляется на цифровом уровне, но при его реализации возникает необходимость многократного аналого-цифрового пре-

образования сигналов и перемножения результатов АЦП в течение периода. Это приводит к ограничению рабочих частот сверху, что связано с конечным временем выполнения операций в АЦП и умножителях.

## 7.5. Фазометры с преобразованием частоты

### 7.5.1. Гетеродинные фазометры

Для расширения частотного диапазона в области высоких и сверхвысоких частот используется *гетеродинное преобразование частоты* с сохранением фазового сдвига (рис. 7.13). Пусть входные сигналы описываются следующими выражениями:  $u_1 = U_1 \cos \omega t$  и  $u_2 = U_2 \cos (\omega t + \varphi)$ . Эти напряжения подаются через входные устройства на смесители. В качестве входных устройств могут использоваться делители напряжений с большим входным сопротивлением и малой входной ёмкостью. Это необходимо для того, чтобы исключить дополнительные фазовые сдвиги, вносимые в исследуемые напряжения.

Одновременно на смесители подается напряжение от общего гетеродина, которое определяется по формуле

$$u_{\Gamma} = U_{\Gamma} \cos (\omega_{\Gamma} t + \Theta), \quad (7.26)$$

где  $\Theta$  – начальная фаза сигнала гетеродина.

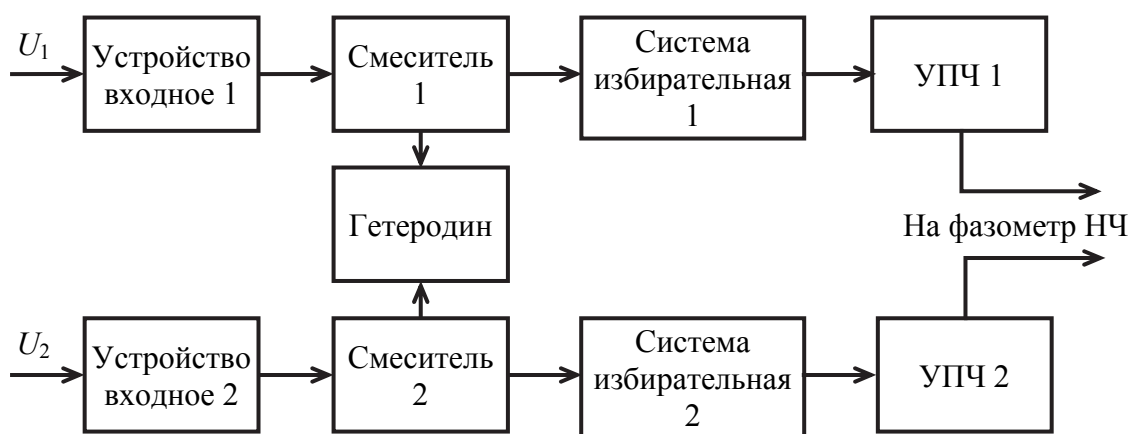


Рис. 7.13. Структурная схема супергетеродинного преобразователя для «переноса» фазы в область низких частот

В результате преобразования на выходе смесителей получается спектр частот, в составе которого есть и составляющие разностной частоты:

$$A_1 \cos [(\omega - \omega_{\Gamma}) \cdot t + \Theta] \quad \text{и} \quad A_2 \cos [(\omega - \omega_{\Gamma}) \cdot t + \Theta + \varphi], \quad (7.27)$$

где  $A_1$  и  $A_2$  – амплитуды составляющих на выходе смесителей 1 и 2 соответственно.

При этом, если  $\omega > \omega_r$ , знак  $\varphi$  сохраняется, а при  $\omega < \omega_r$  – меняется на обратный.

Для подавления других гармоник, возникающих при преобразовании частоты, применяются фильтры низких частот.

Усилители промежуточной частоты (УПЧ) усиливают сигналы первого и второго каналов без искажения формы до значений, необходимых для нормальной работы низкочастотного фазометра. Фазометры с преобразованием частоты могут применяться в диапазоне частот 7–12 ГГц.

Погрешность измерений связана с неидентичностью каналов и погрешностью низкочастотного фазометра. В случае необходимости преобразование частоты может быть многократным.

### 7.5.2. Стробоскопические фазометры

*Стробоскопическое преобразование* частоты позволяют выполнить приборы, имеющие перекрытие по частоте 100–1 000, без дополнительных сменных элементов смесителей и гетеродинов (рис. 7.14).



Рис. 7.14. Структурная схема измерителя фазы со стробоскопическим преобразователем частоты

Для поддержания постоянства промежуточной частоты применяется система фазовой автоподстройки. Эта система работает следующим образом: сигнал с преобразователя проходит через усилитель-ограничитель (для устранения влияний изменений уровня сигнала в опорном канале) и полосовой фильтр, исключая паразитные захваты на гармониках



и субгармониках сигнала. Затем сигнал промежуточной частоты поступает на фазовый детектор, на другой вход которого подаётся напряжение с опорного генератора.

Сигнал рассогласования с фазового детектора управляет частотой следования импульсов, определяющих промежуточную частоту.

При больших электрических длинах исследуемых объектов, когда измерения фазовой характеристики не могут быть точными из-за большой крутизны фазочастотной характеристики, используется параметр – групповое время запаздывания (ГВЗ). Для измерения ГВЗ ( $t_{гр}$ ) определяют приращение фазового сдвига  $\Delta\varphi$  при малом приращении частоты сигнала  $\Delta\omega$ , в пределах которого  $t_{гр}$  остается постоянным. Самым простым является метод измерения  $t_{гр}$  по точкам, этот метод основан на уравнении

$$t_{гр} = \Delta\varphi / \Delta\omega = [\varphi(\omega_1) - \varphi(\omega_2)] / (\omega_1 - \omega_2),$$

где  $\varphi(\omega_1)$  и  $\varphi(\omega_2)$  – фазовые сдвиги на частотах  $\omega_1$  и  $\omega_2$  соответственно.

Из этого уравнения следует, что  $t_{гр}$  можно определить любым методом измерения фазовых сдвигов. Для получения необходимой точности измерений требуется выполнять следующие условия:

$$\Delta\omega \ll \omega_1 \text{ и } \omega_2; \quad \Delta\omega_1 \text{ и } \Delta\omega_2 \ll \Delta\omega; \quad \Delta\varphi(\omega_1) \text{ и } \Delta\varphi(\omega_2) \ll \Delta\varphi,$$

где  $\Delta\omega_1$  и  $\Delta\omega_2$  – погрешности установки частот  $\omega_1$  и  $\omega_2$ ;

$\Delta\varphi(\omega_1)$  и  $\Delta\varphi(\omega_2)$  – погрешность измерения фазовых сдвигов на частотах  $\omega_1$  и  $\omega_2$ .

Основной *недостаток* метода – низкая производительность измерений.

## 7.6. Особенности применения микропроцессоров в цифровых фазометрах

Существенное расширение функциональных возможностей, повышение надежности и некоторых других характеристик фазометров обеспечивается при их построении на основе микропроцессорной системы, работающей совместно с измерительными преобразователями. Такие фазометры (рис. 7.15, а, б) позволяют измерять фазовый сдвиг между двумя периодическими сигналами за любой выбранный период, наблюдать флюктуации подобных сдвигов и оценивать их статистические характеристики: математическое ожидание, дисперсию, СКО. Возможно также измерение, как и в рассмотренных выше цифровых фазометрах, выполненных по схемам с жёсткой логикой работы, среднего значения фазового сдвига.

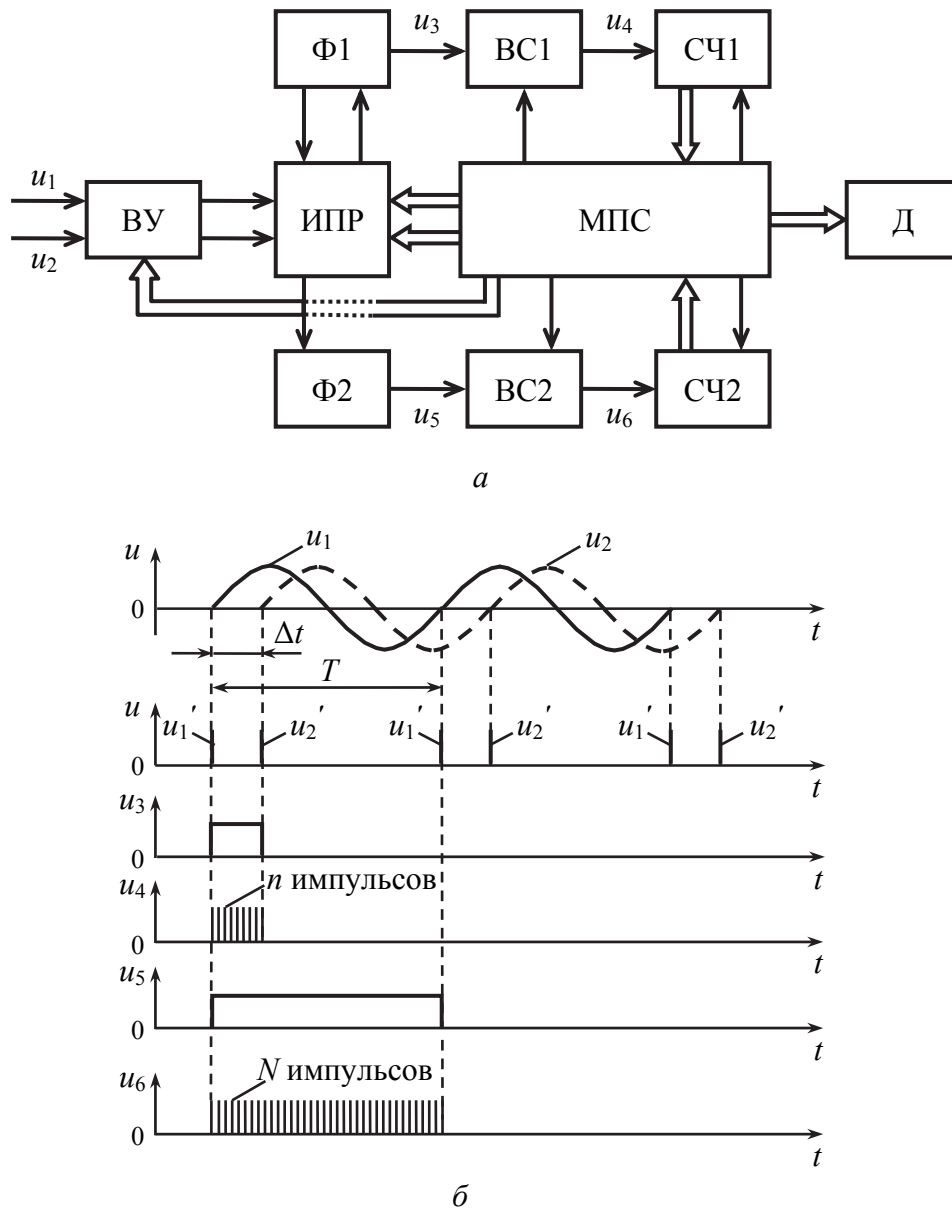


Рис. 7.15. Структурная схема фазометра на основе микропроцессорной системы (а); временные диаграммы (б)

В этом фазометре сигналы  $u_1$  и  $u_2$  преобразуются в короткие импульсы  $u_1'$  и  $u_2'$  соответственно. Формирователь Ф1 с помощью первой пары данных импульсов вырабатывает импульс  $u_3$  длительностью  $\Delta t$ , равной сдвигу во времени сигналов  $u_1$  и  $u_2$ . Импульсом  $u_3$  открывается временной селектор ВС1, который в течение времени  $\Delta t$  пропускает на вход счётчика СЧ1 счётные импульсы, следующие с периодом  $T_0$  и вырабатываемые микропроцессорной системой (МПС). Поступающий на вход СЧ1 пакет импульсов обозначен на рис. 7.15, б через  $u_4$ . Число импульсов в пакете

$$n = \Delta t / T_0. \quad (7.28)$$

Одновременно формирователь  $\Phi 2$  вырабатывает импульс  $u_5$ , длительность которого равна периоду  $T$  исследуемых сигналов  $u_1$  и  $u_2$ . Импульс  $u_5$  открывает на время  $T$  временной селектор ВС2, пропускающий от МПС на вход счетчика СЧ2 пакет импульсов  $u_6$ . Период импульсов в пакете  $T_0$ , а их число

$$N = T / T_0. \quad (7.29)$$

Для оценки искомого значения фазового сдвига  $\Delta\varphi$  за выбранный период  $T$  требуется найти отношение величин (7.28) и (7.29), равное  $\frac{n}{N} = \frac{\Delta t}{T}$ , а затем, учитывая основную формулу  $\Delta\varphi = \frac{360^\circ \Delta t}{T}$ , домножить это отношение на  $360^\circ$ :

$$\Delta\varphi = 360^\circ n / N. \quad (7.30)$$

Вычисление выражения (7.30) выполняется МПС, на которую передаются вырабатываемые счетчиками СЧ1 и СЧ2 коды чисел  $n$  и  $N$ . При соответствующей программе МПС на дисплее Д отображается значение фазового сдвига  $\Delta\varphi$  для любого выбранного периода  $T$ . За счет сравнения таких сдвигов в разных периодах появляется возможность наблюдать флюктуации  $\Delta\varphi$  и оценивать их статистические параметры.

В режиме оценки фазометром среднего значения  $\Delta\varphi$  за заданное число  $Q$  периодов  $T$  в счетчиках СЧ1 и СЧ2 происходит накопление кодов от числа импульсов, поступивших на их входы за  $Q$  периодов, т. е. кодов чисел  $nQ$  и  $NQ$  соответственно, которые затем передаются в МПС.

Данным фазометром малую погрешность измерения  $\Delta\varphi$  можно получить только на достаточно низкой частоте исследуемых сигналов, поэтому для расширения частотного диапазона фазометров используется предварительное гетеродинное преобразование сигналов.

## 7.7. Характеристики современных фазометров

К средствам измерения фазы, серийно выпускаемым промышленностью, относятся измерители разности фаз сигналов (фазометры) и измерители группового времени запаздывания. Конструктивно эти средства измерений выполнены в виде переносных приборов в унифицированных корпусах, предназначенных для использования в виде настольных приборов, а также для встраивания в типовую стойку при необходимости агрегатирования в измерительную систему.

Измеритель разности фаз типа ФК2-12 (рис. 7.16) предназначен для измерения разности фаз и напряжений двух переменных синусоидальных сигналов в диапазоне частот от 1 до 1 000 МГц.

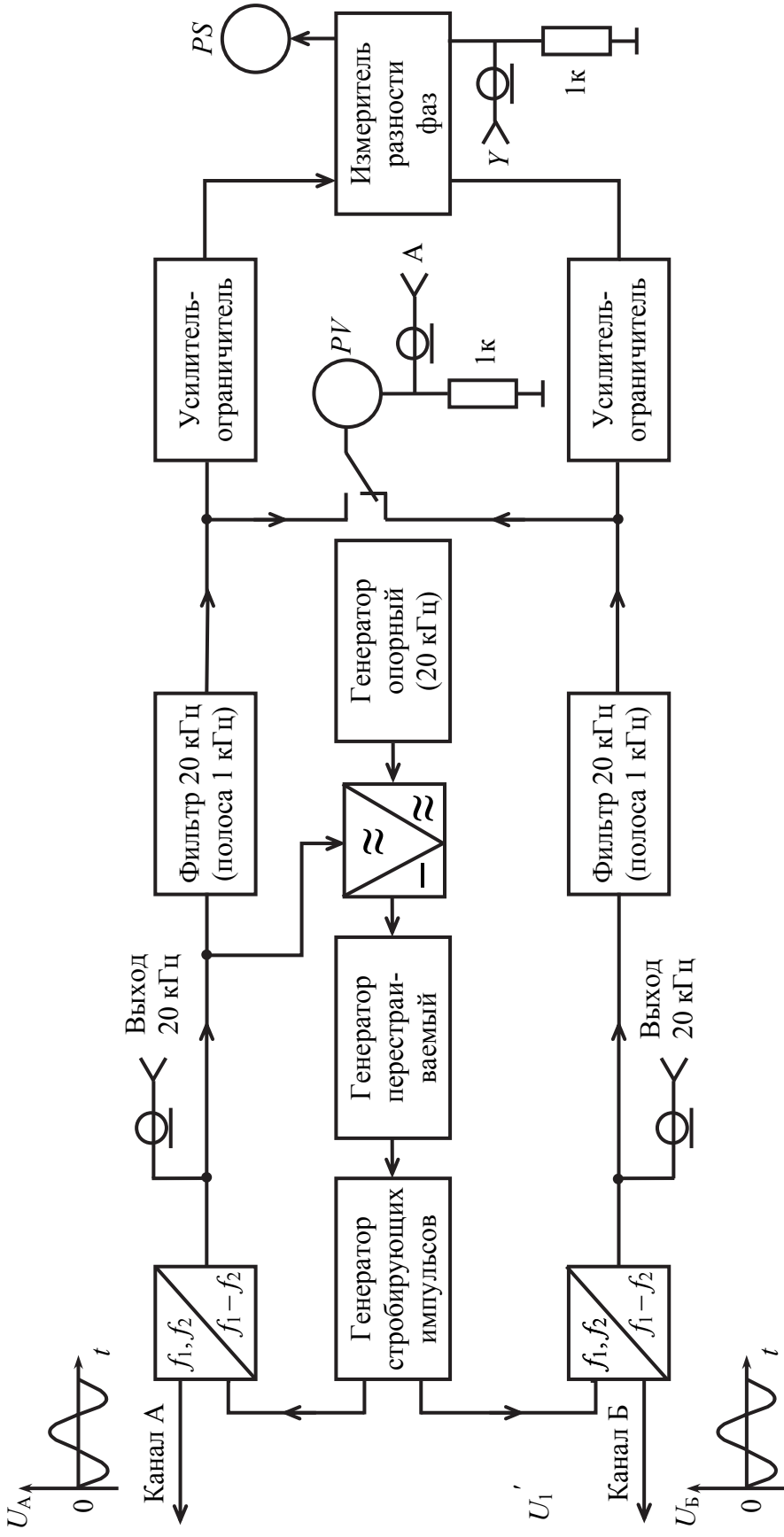


Рис. 7.16. Структурная схема измерителя разности фаз типа ФК2-12

В приборе используется схема двухканального супергетеродинного приемника с автоматической настройкой на частоту измеряемого сигнала. Индикаторные устройства, обеспечивающие непосредственный отсчёт по стрелочным приборам и формирование аналоговых сигналов, пропорциональных измеренным напряжению и разности фаз, работают на фиксированной частоте.

В преобразователе частоты используются стробоскопические смесители и задающий перестраиваемый генератор на диапазон частот 0,98–2 МГц, сигнал которого поступает на формирователь-генератор стробирующих импульсов. В момент действия импульсов стробоскопический смеситель находится в положении «открыт» и измеряемый или опорный входной сигнал поступает на выходную накопительную ёмкость. На выходах усилителей, включенных после смесителя, получаются сигналы, частота которых представляет собой разность частоты измеряемого сигнала и гармоники частоты перестраиваемого генератора. Информация о форме, амплитуде и фазовых соотношениях сигналов переносится на промежуточную частоту 20 кГц. Обратная связь по переменному току обеспечивает высокую линейность преобразования при больших уровнях входных сигналов.

Для удобства эксплуатации прибора преобразователь выполнен на выносных пробниках, позволяющих производить измерения в открытых схемах. Входное сопротивление пробника 80 кОм, шунтированное ёмкостью 3 пФ. Измерения на высоких частотах могут проводиться с помощью тройников, которые имеются в комплекте прибора. Входное сопротивление при этом составляет 50 Ом, коэффициент стоячей волны (КСВ) – не более 1,2 на частотах до 500 МГц и 2,5 на частотах до 1 000 МГц.

На задней стенке прибора предусмотрены выходы аналоговых сигналов, пропорциональных напряжению в измеряемом канале и разности фаз сигналов. Для расширения возможностей использования прибора при анализе структуры сигналов имеются выходы преобразованных напряжений, полоса которых может соответствовать 12 гармоникам промежуточной частоты по каждому каналу.

Прибор можно использовать как высокочастотный вольтметр при измерении одним каналом А. При этом отсутствует необходимость калибровки и установки нуля. Используя выходы промежуточной частоты с помощью осциллографа, девиометра или других приборов на частоте 20 кГц, можно измерить параметры АМ-, ЧМ-модуляции и содержание гармоник входных сигналов.

Объединение функций измерения напряжения и разности фаз в одном приборе позволяет применять его для измерения комплексных характеристик передачи при использовании любого генератора сигналов, а применение дополнительных направленных ответвителей или мостов – для

измерения полных сопротивлений и коэффициентов отражения, т. е. всех параметров рассеяния ( $S$ -параметров) четырехполюсников. Используя типовые источники питания и соответствующие конструкции корпусов держателей, можно измерять параметры транзисторов.

Технические характеристики наиболее перспективных фазометров представлены в табл. 7.1.

Таблица 7.1

Технические характеристики фазометров

Параметр	Значение параметра прибора			
	Ф2-16	ФК2-14	ФК2-18	ФК2-29
Диапазон частот	20 Гц...20 МГц	110...7 000 МГц	110...12 400 МГц	0,1...1 000 МГц
Предел измерения, град	0...360	0...+180	0...±180	0...±180
Погрешность измерения, град	0,2...0,004	3	1	±10 % (0,1...1 МГц); ±6 % (1...550 МГц), ±15 % (550...800 МГц), ±20 % (800...1 000 МГц)
Входное напряжение	0,001...100 В	$5 \times 10^{-10}$ ... $5 \times 10^{-4}$ В	$4 \times 10^{-4}$ ... $4 \times 10^{-7}$ Вт	$3 \times 10^{-5}$ ...0,3 В (0,1...1 МГц), $3 \times 10^{-5}$ ...1 В (1...1 000 МГц)
Входное сопротивление; ёмкость	1 МОм; 30 пФ	50 Ом	50 Ом	1 МОм; 30 пФ

\*\*\*

В данной главе изложены методы измерительной техники. Разность фаз измеряют тремя основными методами: преобразованием во временной интервал, в постоянное напряжение и сравнением с образцовой разностью фаз, воспроизводимой измерительным фазовращателем. Первые два метода дают наибольшую точность на низких частотах, поэтому высокие частоты измеряемых сигналов снижают за счет преобразования частоты.

Существуют различные способы преобразования частоты, в том числе и позволяющие переносить измеряемую разность фаз на сигнал образцового генератора со стабильной частотой. При смещении частоты преобразование происходит без образования комбинационных частот.

Умножение частоты используют для повышения разрешающей способности фазометра. Умножение приводит к неоднозначности отсчёта разности фаз. Частоты выходного сигнала умножителей снижают посредством гетеродинного преобразования. В большинстве видов преобразования частоты полезную составляющую выделяют узкополосными фильтрами с высокой крутизной фазочастотной характеристики. Нестабильность частоты сигналов, а также изменение параметров фильтров вызывают погрешность измерений разности фаз.

Измерение разности фаз за счет её преобразования во временной интервал может быть реализовано измерениями в цифровой форме периода измерительного и опорного сигналов и их временного сдвига. Необходимые расчёты выполняет МПС.

Существует одно- и двухполупериодное преобразование разности фаз в постоянное напряжение. Двухполупериодное преобразование устойчиво к уходам уровней формирования в каналах.

Измерение разности фаз сравнением её с образцовой разностью фаз в зависимости от применяемого индикатора разности фаз и измерительного фазовращателя может быть реализовано в широком диапазоне частот, вплоть до СВЧ.

### Контрольные вопросы

1. Какой смысл вложен в понятие «фаза» сигнала?
2. Что называется фазовым сдвигом двух сигналов?
3. Перечислите основные методы измерения фазового сдвига.
4. Как работает фазометр с преобразованием фазы в интервал времени?
5. На каком принципе работают компенсационные фазометры?
6. Поясните принцип действия цифрового фазометра, измеряющего среднее значение фазы.
7. Как действует фазометр с гетеродинным преобразованием частоты?
8. В каких случаях применяются фазометры с умножением частоты?
9. Поясните принцип измерения сдвига фазы фазовым детектором.

## Глава 8. ИЗМЕРЕНИЕ СПЕКТРОВ

### 8.1. Общие сведения об измерении спектра

Использование в различных радиотехнических устройствах импульсных сигналов и сложных видов модуляции поставило перед измерительной техникой задачу исследования спектров таких сигналов. Как известно, с помощью осциллографа исследуется зависимость напряжения от времени. Спектральное представление дает более полную информацию о форме сигнала и дополнительную – о качестве тракта прохождения сигнала.

Известно, что периодическое колебание может быть представлено суммой гармонических колебаний, описываемых рядом Фурье:

$$U(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cos n\omega t = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n(\omega) \cos(n\omega t + \varphi_n), \quad (8.1)$$

где  $C_n(\omega) = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}$  – спектр амплитуд, а  $\varphi_n(\omega) = \arctg \frac{A_n}{B_n}$  – спектр фаз.

Из формулы (8.1) можно сделать вывод, что спектры периодической последовательности сигналов являются дискретными. Форма огибающей спектра зависит от формы сигнала и не зависит от периода повторения  $T_x$ . Если  $T_x \rightarrow +\infty$ , то в предельном случае спектральные линии сближаются и образуют сплошной спектр. Спектр непериодических сигналов (в частности, одиночных импульсов) описывается интегралом Фурье:

$$U(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(j\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega, \quad (8.2)$$

где  $S(j\omega)$  – комплексный аналитический спектр сигнала  $U(t)$ , который может быть представлен в следующем виде:  $S(j\omega) = S_1(\omega) + jS_2(\omega)$ . Тогда спектр амплитуд непериодического сигнала (одиночного импульса) определяют по формуле

$$C(\omega) = \sqrt{S_1^2(\omega) + S_2^2(\omega)}, \quad (8.3)$$

а спектр фаз –

$$\varphi_n(\omega) = \arctg \frac{S_2(\omega)}{S_1(\omega)}. \quad (8.4)$$

Формула (8.2) соответствует обратному преобразованию Фурье и позволяет при известных значениях  $S(\omega)$  и  $\varphi(\omega)$  или  $S_1(\omega)$  и  $S_2(\omega)$  восстано-



вить исследуемый сигнал  $U(t)$ . Для определения комплексного спектра можно воспользоваться прямым преобразованием Фурье:

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} U(t) \cdot e^{-j\omega t} dt. \quad (8.5)$$

Спектры периодических и непериодических сигналов бесконечны, а при аппаратурной реализации анализ спектра ограничен во времени  $T_a$ . В этом случае определяется так называемый аппаратурный спектр и формула (8.5) принимает вид

$$S_{T_a}(j\omega) = \int_0^{T_a} U(t) \cdot e^{-j\omega t} dt, \quad (8.6)$$

а его составляющие

$$S_1(\omega) = \int_0^{T_a} U(t) \cdot \cos \omega t dt; \quad S_2(\omega) = \int_0^{T_a} U(t) \cdot \sin \omega t dt. \quad (8.7)$$

Следовательно, аппаратурный спектр зависит не только от частоты, но и от времени анализа  $T_a$  и поэтому его называют текущим спектром. Очевидно, что чем больше при аппаратурной реализации время анализа, тем ближе текущий спектр к аналитическому.

## 8.2. Методы измерения спектров

Существует несколько основных методов анализа спектров сигналов (рис. 8.1): дисперсионно-временной метод, рециркуляционный (интерференционный), цифровой метод (дискретного преобразования Фурье), метод фильтрации.



Рис. 8.1. Классификация методов анализа спектров сигналов

**Дисперсионно-временной метод** реализуется в дисперсионных анализаторах спектра (например, С4-47) и основан на использовании особенностей распространения сигналов в замедляющих системах с дисперсией

фазовой скорости – дисперсионных линий задержки (ДЛЗ). Фазовая скорость  $v_\phi = \omega/\beta$  (где  $\beta = 2\pi/\lambda$ ) зависит от частоты. Следовательно, различные частотные составляющие распространяются в ДЛЗ с различными скоростями и поэтому на выходе линии последовательно появляются составляющие спектра со сдвигом во времени. Огибающая этих составляющих соответствует модулю спектра сигнала, поступающего на вход. Если время задержки ДЛЗ линейно зависит от частоты, то распределенные во времени отклики сигнала на выходе ДЛЗ однозначно связаны с его энергетическим спектром. Преимуществом дисперсионных анализаторов является возможность осуществления анализа спектров в реальном масштабе времени. Однако ограниченный частотный диапазон ДЛЗ и сложность конструкции не способствовали широкому распространению этих приборов.

**Рециркуляционный (интерференционный) метод** реализуется в рециркуляционных анализаторах спектра. Основным элементом такого анализатора является гребенчатый фильтр (рис. 8.2).

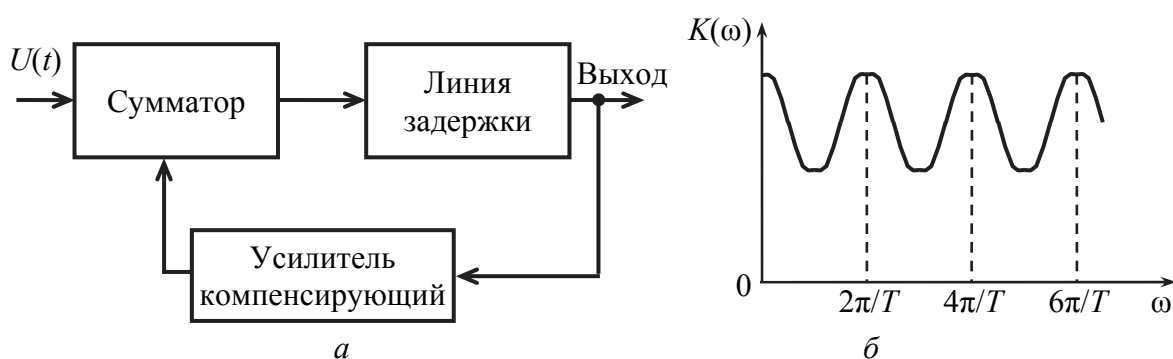


Рис. 8.2. Структурная схема (а) и частотная характеристика (б) гребенчатого фильтра

Если на вход гребенчатого фильтра подать сигнал с частотой  $\omega_K = 2\pi K / T_a$ , где  $T_a$  – время задержки сигнала в линии задержки, а  $K$  – целое число, то входное напряжение  $U(t)$  и задержанное будут синфазными. При воздействии на фильтр сигнала произвольной формы огибающая отклика соответствует текущему спектру этого сигнала.

С помощью рециркуляционных анализаторов может производиться квазиодновременный анализ спектров в реальном масштабе времени. По своим параметрам они аналогичны фильтровым анализаторам и применяются тогда, когда в сравнительно узкой полосе обзора требуется высокая разрешающая способность.

В основе цифрового метода лежит использование теоремы Котельникова, в соответствии с которой спектр сигнала, ограниченного сверху частотой  $f_b$ , описывается отсчётами, взятыми через интервал времени  $\Delta t = 1/2\pi f_b$ . В цифровых анализаторах реализуется алгоритм дискретного

преобразования Фурье, под которым понимается цифровое моделирование прямого преобразования Фурье. В общем случае оно описывается соотношением

$$F(P) = A_0 + \sum_{K=0}^{N-1} f(K) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} \cdot P \cdot K\right). \quad (8.8)$$

Здесь  $f(K)$  – кодовое представление с помощью безразмерного времени  $K$  отсчётов мгновенных значений сигнала  $t_K$  с интервалом дискретизации  $\Delta t$  и определяемого по формуле  $K = t_K / \Delta t$ ;

$N = T_a / \Delta t$  – число учитываемых отсчетов сигнала;

$P = \omega T_a / 2\pi$  – безразмерная частота, где  $T_a$  – время анализа.

Если время, затраченное на вычислительные операции не превышает времени  $T_a$ , то анализ спектра будет осуществляться в реальном масштабе времени. Однако обеспечение этого условия требует применения специализированных процессоров и разработки экономичных алгоритмов, а параметры цифровых анализаторов в основном определяются возможностями вычислительной техники.

Метод фильтрации состоит в выделении спектральных составляющих сигнала с помощью узкополосного фильтра. Метод реализуется путём параллельного (одновременного) или последовательного анализа.

**Последовательный анализ** состоит в выделении отдельных составляющих либо с помощью одного узкополосного перестраиваемого фильтра, либо путём такого преобразования частоты исследуемого сигнала, при котором в полосу фильтра поочерёдно попадают спектральные составляющие сигнала с различными частотами.

При **параллельном анализе** для анализа сигнала с полосой  $\Delta f$  необходимо  $n$  фильтров с полосой  $\Delta f_\phi = \Delta f / n$ . Полоса пропускания и форма АЧХ фильтра определяют статическую разрешающую способность анализатора спектра.

Только при идеальной прямоугольной частотной характеристике фильтра разрешающая способность анализатора равна  $\Delta f_\phi$ . На практике возможно только приближение к идеальной прямоугольной форме, поэтому  $\Delta f_\phi = q \Delta f_\phi$ , где  $q > 1$ . Скорость анализа  $\nu = n \Delta f_\phi^2$  резко снижается при сужении полосы фильтра.

### 8.3. Структурные схемы анализаторов

#### 8.3.1. Анализаторы спектра параллельного действия

Анализаторы спектра параллельного действия применяют в основном для анализа спектров одиночных импульсных сигналов. При парал-

лельном анализе спектра сигнала применяют  $n$  полосовых фильтров  $\Phi$ , каждый из которых настроен на определённую частоту (рис. 8.3, а).

Исследуемый сигнал  $u(t)$ , спектр которого расположен в полосе частот  $\Delta f_n$ , подается одновременно на все фильтры. Фильтры имеют идентичные АЧХ с одинаковыми полосами пропускания  $\Delta f_\Phi$  и настроены на определённые частоты (рис. 8.3, в). Сигналы на выходе фильтров определяются составляющими спектра анализируемого процесса (рис. 8.3, г). Далее спектральные составляющие, после детектирования в детекторах  $D$ , поступают на регистрирующие устройства (РУ).

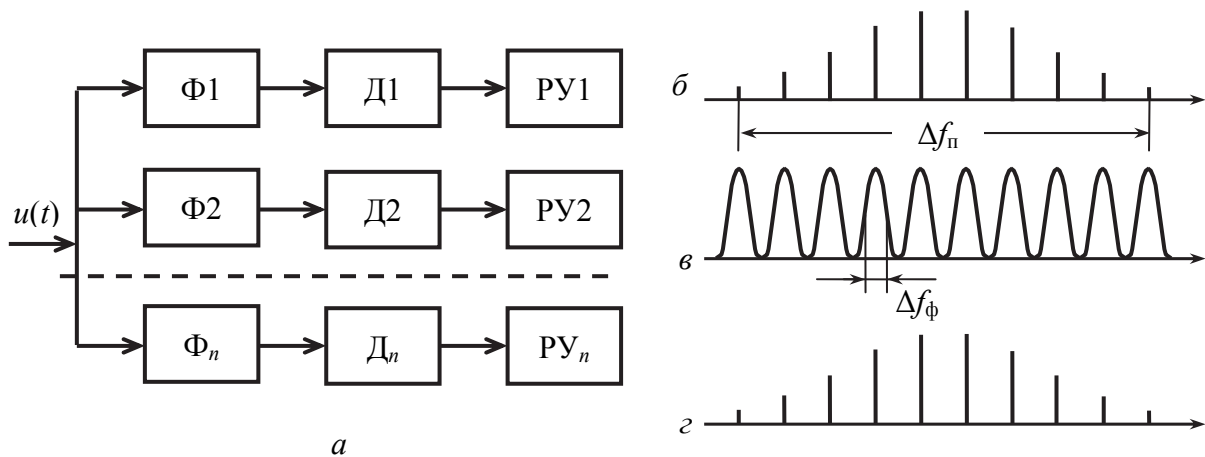


Рис. 8.3. Структурная схема анализатора спектра параллельного действия (а), спектры сигналов и АЧХ-фильтров (б–г)

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

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

Скорость параллельного анализа

$$v = \frac{\Delta f_n}{T_a} = \frac{n \cdot (\Delta f_\phi)}{1/(\Delta f_\phi)} = n \cdot (\Delta f_\phi)^2. \quad (8.9)$$

Скорость анализа резко снижается при сужении полосы пропускания фильтра. *Достоинство* анализаторов параллельного действия заключается в малом времени анализа.

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

### 8.3.2. Анализаторы спектра последовательного действия

Высокие технические характеристики при сравнительной простоте исполнения обусловили широкое распространение гетеродинных анализаторов спектра последовательного действия (рис. 8.4). Это объясняется тем, что построение узкополосного фильтра с широким диапазоном перестройки является сложной технической задачей и тогда при реализации метода последовательного анализа переходят от перестройки фильтра к эквивалентному перемещению спектра исследуемого сигнала относительно частоты настройки узкополосного фильтра. Анализатор спектра представляет собой супергетеродинный приемник.

Преобразованный по частоте сигнал поступает на смеситель, на второй вход которого подается сигнал от ЧМ-гетеродина (ЧМ – частотно-модулированный).

Модуляционную характеристику ЧМ-гетеродина обычно стремятся выполнить линейной для того, чтобы его частота колебаний изменялась под воздействием управляющего напряжения с генератора развертки линейно во времени. Девиация частоты гетеродина  $\Delta f_\Gamma$  устанавливается с помощью регулировки ПОЛОСА ОБЗОРА такой, чтобы охватить весь спектр сигнала, т. е.

$$\Delta f_{\text{обз}} = \Delta f_\Gamma = \Delta f_{\Gamma \text{ max}} - \Delta f_{\Gamma \text{ min}} \geq \Delta f_{\text{c max}} - \Delta f_{\text{c min}}. \quad (8.10)$$

В этом случае по мере изменения частоты гетеродина составляющие спектра, как показано на рис. 8.5, будут перемещаться относительно фиксированной частоты узкополосного фильтра, последовательно во времени попадая в полосу пропускания  $\Delta f_{\text{пч}}$  этого фильтра, значения которой устанавливаются регулировкой ПОЛОСА ПРОПУСКАНИЯ. На вход детектора подаются сигналы с частотой заполнения, равной промежуточной частоте  $f_{\text{пч}}$ , и амплитудой, пропорциональной спектральной составляющей сигнала

на частоте  $f_{пч}(t_i) = f_{г}(t_i) + f_{пч}$ . После детектирования и усиления видеоимпульсы подаются на  $Y$ -пластины ЭЛТ. На  $X$ -пластины подаётся напряжение развёртки, которое является модулирующим напряжением при частотной модуляции ЧМ-гетеродина.

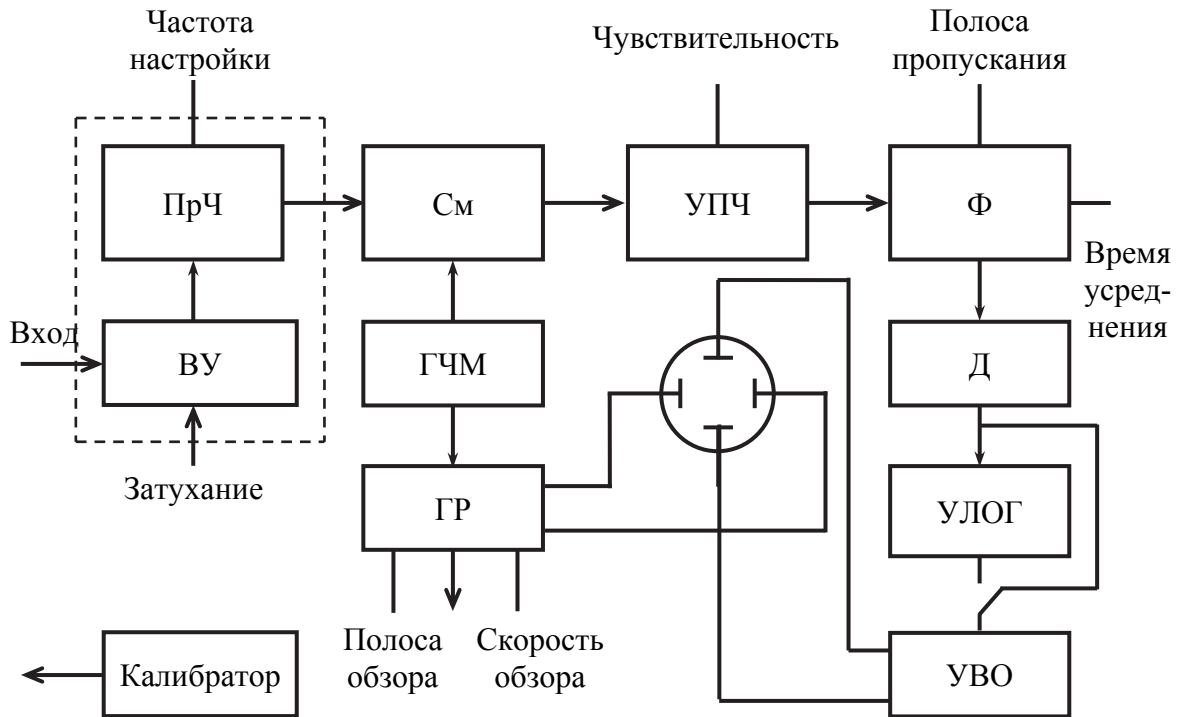


Рис. 8.4. Структурная схема анализатора спектра последовательного действия

На экране ЭЛТ составляющие спектра будут наблюдаться в виде вертикальных светящихся полос, имеющих конечную ширину, определяемую формой АЧХ узкополосного фильтра, и высоту, пропорциональную среднему значению спектральной плотности данного участка спектра сигнала.

Для наблюдения сигналов в широком диапазоне амплитуд последовательно с детектором с помощью переключателя ЛИН/ЛОГ включается логарифмический усилитель. В этом случае амплитуда спектральных составляющих на экране ЭЛТ отображается в логарифмическом масштабе.

Ранее мы предполагали, что напряжение на выходе УПЧ пропорционально его коэффициенту передачи на частоте воздействующего на него колебания. Такой подход справедлив только в статическом режиме, когда частота ЧМ-гетеродина изменяется так медленно, что переходные процессы в УПЧ успевают полностью закончиться. На практике приходится учитывать влияние переходных процессов, за счет которых частотная характеристика может сильно деформироваться. При этом на экране ЭЛТ наблюдаются динамическую частотную характеристику УПЧ.

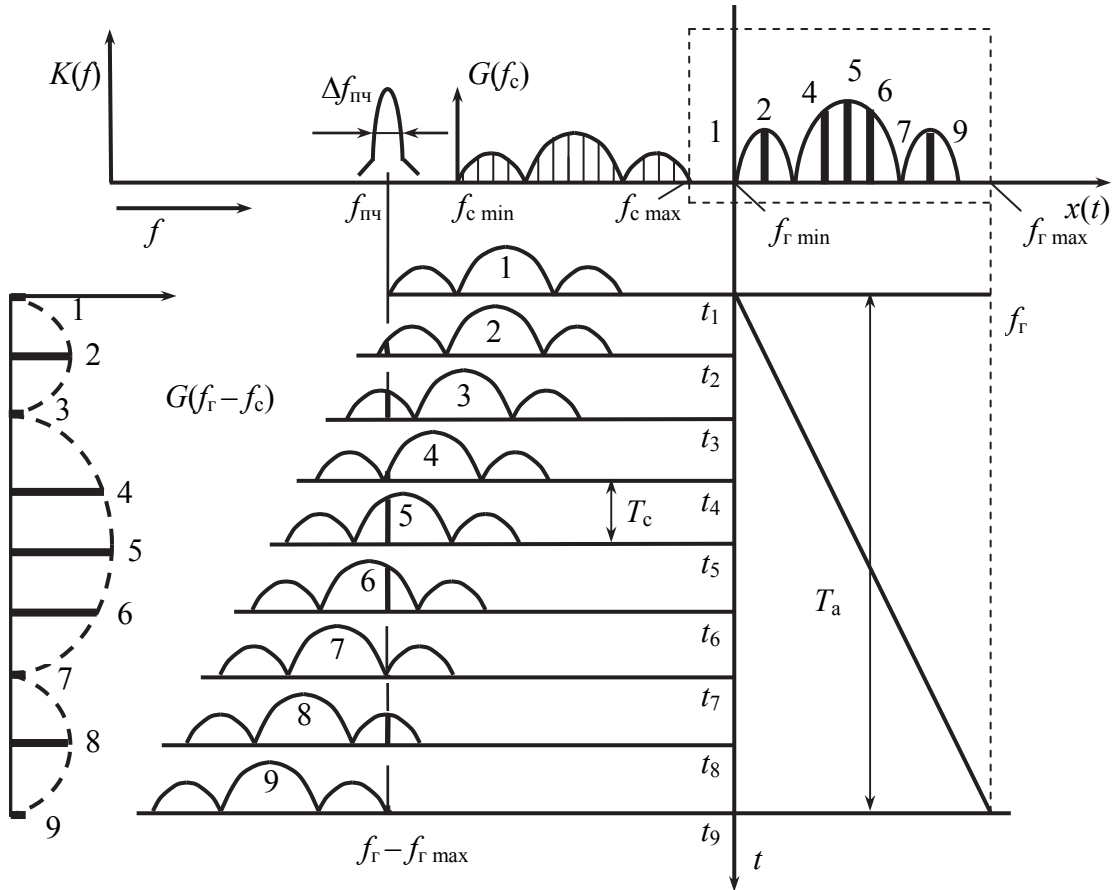


Рис. 8.5. Временные диаграммы, поясняющие работу анализатора спектра последовательного действия

Вид динамической частотной характеристики определяется статической частотной характеристикой УПЧ и скоростью изменения частоты гетеродина.

По оси ординат отложено отношение амплитуды напряжения  $U_d$  на контуре в динамическом режиме к резонансному напряжению  $U_p$ , а по оси абсцисс – обобщённая расстройка  $\xi$ . Параметром семейства является отношение  $\tau_n / \tau_0$ , где  $\tau_0$  – время пребывания спектральной составляющей в пределах полосы пропускания УПЧ,  $\tau_n$  – время нарастания колебаний на выходе фильтра УПЧ. Как следует из рис. 8.5, скорость смещения частоты сигнала ЧМ-гетеродина

$$U = (f_{\max} - f_{\min}) / T_a, \quad (8.11)$$

где  $T_a$  – время анализа спектра, определяемое как длительность прямого хода развертки.

$$\tau_0 = T_a \Delta f_{\text{ПЧ}} / (f_{\max} - f_{\min}).$$

Поскольку  $\tau_n = 1 / \Delta f_{\text{ПЧ}}$ , то

$$\tau_n / \tau_0 = (f_{\max} - f_{\min}) / (\Delta f_{\text{ПЧ}})^2 T_a. \quad (8.12)$$

График, соответствующий  $\tau_n/\tau_0 = 0$ , является резонансной кривой контура. При увеличении скорости развёртки частотные характеристики деформируются. Их максимумы смещаются вправо от резонанса, причем смещение возрастает при увеличении скорости нарастания частоты. Это объясняется тем, что на частотах, меньших резонансной, из-за инерционности контура амплитуда колебания не успевает нарасти до установившегося значения и при дальнейшем увеличении частоты продолжает возрастать. Форма падающего участка динамической частотной характеристики обусловлена биениями между внешним сигналом изменяющейся частоты и собственными колебаниями контура. Анализ показывает, что росту отношения  $\tau_n/\tau_0$  соответствует расширение полосы пропускания динамической характеристики  $\Delta f_d$ , как показано на рис. 8.6.

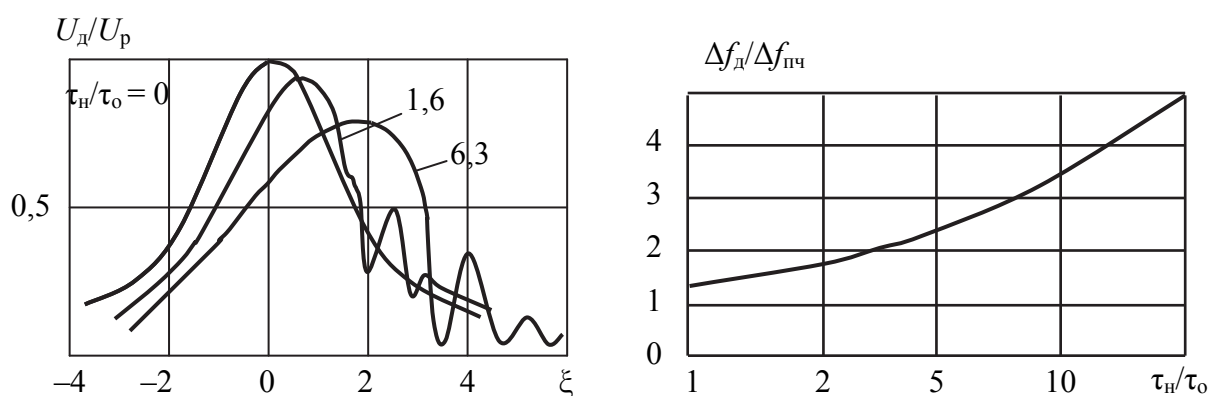


Рис. 8.6. Динамические характеристики УПЧ с простым колебательным контуром

В анализаторах спектра нет необходимости точно воспроизводить статическую частотную характеристику УПЧ, так как информация о спектре сигнала заложена в положении выбросов по оси частот и в их амплитуде. Здесь вполне допустимо небольшое отклонение формы выбросов от амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) УПЧ, поэтому для анализатора спектра можно принять  $\tau_n/\tau_0 = 1$ . Тогда время анализа

$$T_a \geq (f_{\max} - f_{\min}) / (\Delta f_{пч})^2. \quad (8.13)$$

При узкой полосе пропускания УПЧ  $T_a$  достигает десятков секунд, поэтому в анализаторах спектра используют трубки с послесвечением.

Разрешающую способность анализатора спектра оценивают удвоенной полосой пропускания УПЧ. В динамическом режиме полоса пропускания УПЧ расширяется, что ухудшает разрешающую способность. Для фильтра в виде одиночного контура это ухудшение можно оценить по графику, приведенному на рис. 8.6, из которого следует, что, например, зна-



чению  $\tau_n/\tau_0 = 20$  соответствует пятикратное расширение полосы. С переходом в динамический режим разрешающая способность ухудшается. На практике всегда имеет место динамический режим, поэтому анализатор характеризуют динамической разрешающей способностью  $\Delta f_{рд} = 2(\Delta f_d)$ . Если время анализа выбрано из соотношения (8.13), то динамическая полоса пропускания УПЧ  $\Delta f_d$  лишь незначительно превышает статическую. Уменьшение времени анализа приводит к ухудшению разрешающей способности.

### 8.3.3. Цифровые анализаторы спектра

Современный цифровой анализатор представляет собой качественно новый тип аппаратуры, в которой специфические функции многочисленных приборов моделируют с помощью набора компьютерных программ: для изменения характера функционирования достаточно вызвать соответствующую программу обработки без аппаратурной перестройки устройств. Комплекс программ цифрового анализатора спектра позволяет сочетать в одном приборе практически все функциональные возможности, необходимые для всестороннего исследования параметров различных сигналов и процессов.

Принцип действия цифрового анализатора спектра основан на вычислительных процедурах определения параметров и характеристик различных сигналов и процессов. В функциональные возможности современного цифрового анализатора (рис. 8.7) заложены следующие алгоритмы:

- восстановление сигнала по его спектру, т. е. вычисление обратного преобразования Фурье;
- анализ и синтез характеристик электрических цепей: определение импульсных, передаточных и фазовых характеристик цепей с сосредоточенными постоянными; анализ известных диаграмм Вольперта – Смитта (характеристики и параметры цепей с распределёнными постоянными);
- устойчивость цепей со звеньями обратных связей – анализ критерия устойчивости Найквиста;
- корреляционный анализ сигналов: вычисление корреляционных и взаимокорреляционных функций;
- определение фазовых соотношений сигналов (идентификация сигналов);
- спектральный анализ периодических, импульсных и случайных сигналов: анализ квадратурных составляющих – модуля спектра, фазового спектра, комплексного спектра;
- определение спектра мощности случайного процесса и его функции когерентности; вычисление взаимного спектра; усреднение спектра по полосе частот;

- определение спектра мультипликативных сигналов;
- цифровая обработка и фильтрация сигналов и вычисление произведения спектров (операция, обратная свертке);
- измерение параметров сигналов (амплитуды, частоты, фазы, индекса модуляции, девиации частоты сигналов);
- определение параметров импульсных сигналов – амплитуды, длительности, длительностей фронтов, периода следования и т. д.);
- анализ статистических характеристик случайных процессов;
- построение гистограмм мгновенных значений сигналов;
- определение одномерной плотности вероятности и интегральной функции распределения случайных процессов.

Исследуемые сигналы по одному (А) или двум (А, Б) каналам подаются на соответствующие усилители с переменным коэффициентом усиления, которые приводят различные уровни входных сигналов (от 0,01 до 10 В) к значению, необходимому для нормальной работы последующих трактов. Затем сигналы поступают на фильтр низких частот (ФНЧ), который выделяет подлежащую анализу полосу частот. Исследователь может выключить фильтры. С выхода фильтров сигналы поступают на АЦП, где их преобразуют в параллельный 10-разрядный двоичный код. Может работать как один, так и оба канала.

В последнем случае выборки сигнала проходят одновременно по обоим каналам, что позволяет сохранить в цифровом коде информацию о фазовых соотношениях сигналов, необходимую для измерения взаимных характеристик. Частота выборки определяется кварцевым генератором и может изменяться исследователем в пределах 0,2...100 кГц. Эта частота определяет отсчётный масштаб прибора во временной и частотной областях.

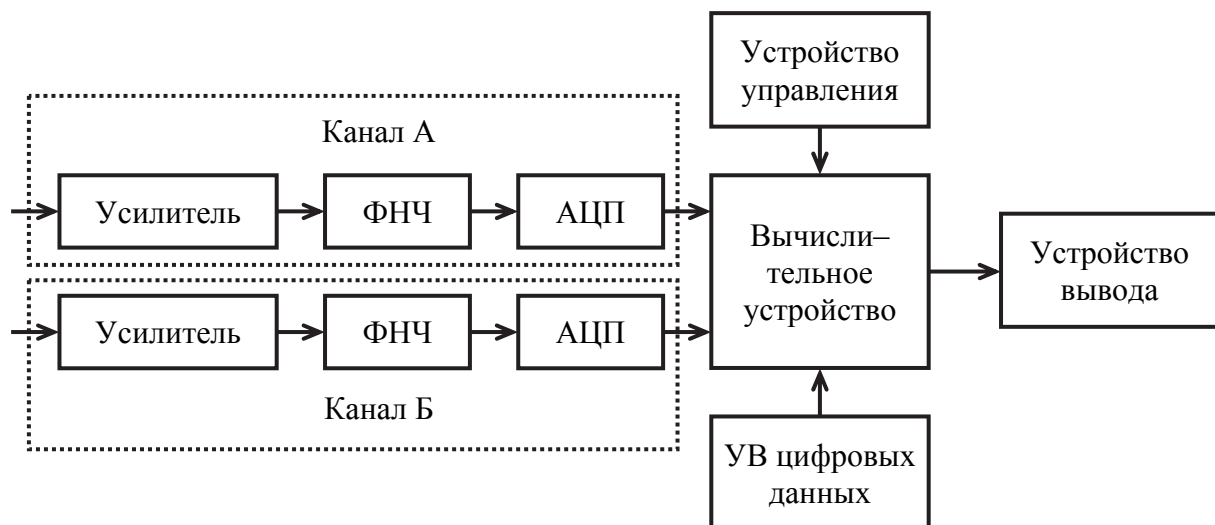


Рис. 8.7. Структурная схема цифрового анализатора спектра

Тракт прохождения исследуемого сигнала от входа усилителей до выхода АЦП имеет калиброванные значения коэффициента передачи во всем диапазоне частот и уровней напряжений. Информацию о значении коэффициента передачи и частоту выборки вводят в цифровое вычислительное устройство (микропроцессор) и учитывают при формировании конечного результата.

Микропроцессор работает в соответствии с заложенной в него программой. Программа состоит из ряда подпрограмм, организующих ту или иную вычислительную операцию (вычисление спектра, корреляционной функции, построение гистограммы и т. д.). Вызов необходимой подпрограммы осуществляют устройством управления. Результаты вычислений выводят на индикаторное или регистрирующее устройство, в качестве которого может быть использован цифровой графопостроитель, принтер, цифровой магнитофон, дисковый накопитель, осциллограф или самописец. Последние два подключают через ЦАП. Все результаты сопровождают масштабным коэффициентом для перевода их в физические единицы.

При анализе сигналов, представленных в цифровом виде (в виде числового ряда), данные вводятся непосредственно в цифровое вычислительное устройство с помощью устройства ввода цифровых данных с наборного табло пульта управления в десятичном коде.

Основные режимы работы цифрового анализатора спектра:

- спектральный, статистический и корреляционный анализ;
- измерение амплитудного и фазового спектров;
- измерение спектра мощности, взаимного спектра;
- измерение корреляционных функций.

## 8.4. Основные характеристики анализаторов

**Диапазон частот** характеризует граничные значения частотного интервала, в котором анализируются спектры сигналов. В случае анализа спектра радиоимпульсов эта характеристика даёт представление о диапазоне несущих частот сигналов, спектры которых могут быть исследованы прибором. При сопоставлении характеристик прибора и исследуемого радиоимпульса следует учитывать и ширину спектра, так как последняя иногда получается значительной.

Рабочий диапазон частот определяется главным образом диапазоном перестройки частоты колебаний гетеродина (или средней частоты полосового фильтра). Практически область рабочих частот анализатора может быть расширена в результате использования гармоник гетеродина.

**Разрешающая способность** определяет минимальное расстояние по оси частот между двумя составляющими спектра, при котором могут быть

выделены отдельные линии и измерены их уровни. При анализе сплошных спектров от разрешающей способности зависит ширина «вырезаемого» участка спектра.

Строго говоря, полное разделение соседних составляющих недостижимо. Оно всегда в какой-то мере условно. Это видно на примере анализа спектра, состоящего из двух линий (рис. 8.8, а). В резонаторе одновременно возбуждаются колебания двух частот и возникают биения с разностной частотой. Напряжение, фиксируемое индикатором, имеет вид двугорбой кривой.

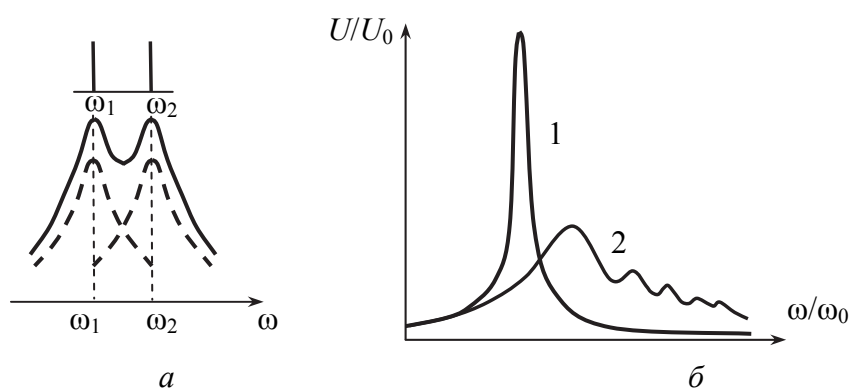


Рис. 8.8. График разрешающей способности анализатора спектра

Разрешающую способность, являющуюся функцией лишь параметров полосового фильтра, называют **статической**. От неё отличают **динамическую** разрешающую способность, которая зависит не только от параметров избирательной системы, но и от времени. Динамическая разрешающая способность, являющаяся истинной разрешающей способностью анализатора, определяется динамической характеристикой (резонансной кривой) избирательной системы прибора.

Обычная статическая резонансная кривая характеризует свойства резонатора в установившемся режиме, наступающем по окончании переходных процессов, возникающих в начале возбуждения. Теоретически переходные процессы заканчиваются через  $t = \infty$  после момента включения. Практически время установления — величина конечная и, как известно, прямо пропорциональна добротности избирательной системы или обратно пропорциональна ее полосе пропускания  $\Delta f$ , т. е.  $t_v = A / \Delta f$  ( $A$  — коэффициент, зависящий от типа избирательной системы). Так как системы, применяемые в анализаторах, принципиально имеют высокую добротность (узкую полосу), то время установления в них значительно и нередко может превышать время действия сигнала или промежуток, на который полосовой фильтр «останавливается» у данной составляющей. Отсюда следует, что резонансная кривая резонатора неодинакова в различные моменты времени: она тем острее, чем больше время действия или продолжительнее

«остановка». Поэтому вводят понятие динамической резонансной кривой, характеризующей зависимость модуля коэффициента передачи системы от воздействия на нее сигнала, частота которого изменяется линейно с некоторой конечной скоростью.

**Продолжительность анализа.** При одновременном анализе его продолжительность определяется временем установления колебаний, которое обратно пропорционально полосе пропускания  $\Delta f$  одиночного полосового фильтра. В случае последовательного анализа его продолжительность прямо пропорциональна ширине исследуемого спектра  $F$  и обратно пропорциональна квадрату полосы пропускания избирательной системы.

Таким образом, продолжительность последовательного анализа получается в  $n = F / \Delta f$  раз большей, чем одновременного, и ее можно определить по формуле

$$t_{\text{посл}} = \frac{A}{\Delta f} \cdot \frac{F}{\Delta f} = A \frac{F}{(\Delta f)^2}. \quad (8.14)$$

Если в анализаторе спектра применён гетеродин качающейся частоты, то время  $t_{\text{посл}}$  определяет период качания (период развертки в осциллографическом анализаторе).

**Скорость анализа.** Во многих случаях исследования спектра требуется высокая скорость последовательного анализа. Однако при увеличении скорости изменения частоты разрешающая способность падает, так как становятся значительнее отличия динамической характеристики 2 (рис. 8.8, б) анализатора от статической 1. Основные отличия заключаются в следующем:

- уменьшается коэффициент передачи и тем значительнее, чем быстрее изменяется частота;
- получается сдвиг максимума резонансной кривой как по частоте, так и по времени, увеличивающийся при возрастании скорости изменения частоты;
- происходит расширение резонансной кривой, вызванное тем, что при подходе к резонансу амплитуда нарастает плавно, а убывает с убыстряющимися с течением времени колебаниями; это обусловлено биениями между свободными колебаниями фильтра и возбуждающими его колебаниями;
- получается более тупая резонансная кривая, причем избирательность ухудшается при увеличении скорости изменения частоты.

**Чувствительность.** Анализаторы спектра являются приборами с высокой чувствительностью, так как часто применяются для исследования слабых сигналов. Чувствительность низкочастотных осциллографических анализаторов выражают в милливольтгах. Чувствительность анализаторов СВЧ характеризуют такими же величинами, как чувствительность приемни-

ков СВЧ. У различных анализаторов она составляет  $10^{-7} \dots 10^{-11}$  Вт. В паспорте обычно указывают чувствительность по отношению к монохроматическим сигналам. При исследовании спектров импульсных сигналов чувствительность значительно меньше и зависит от длительности импульса. Это объясняется тем, что при монохроматическом сигнале, представляющем собой одну спектральную линию, вся энергия сигнала проходит полностью через узкую полосу приемника. В случае импульсного сигнала его энергия распределена по всему спектру, а через приёмник проходит только узкий участок, составляющий небольшую часть ширины спектра.

Количественный анализ показывает, что при колоколообразной характеристике УПЧ чувствительность анализатора к импульсным сигналам меньше чувствительности к монохроматическим колебаниям в  $p$  раз, где

$$p = \frac{4}{9} \cdot \tau_{\text{и}}^2 \cdot (\Delta f)^2. \quad (8.15)$$

*Промежуточную частоту* УПЧ выбирают такой, чтобы при минимальной длительности исследуемого импульса  $\tau_{\text{и}}$  изображение спектра, получаемое по зеркальному каналу приёмника, не накладывалось на спектрограмму основного канала. Так как ширина основного лепестка спектра прямоугольного радиоимпульса равна  $2 / \tau_{\text{и}}$ , а боковых лепестков  $1 / \tau_{\text{и}}$ , то для наблюдения трех боковых лепестков без перекрытия необходимо выполнить условие  $f_{\text{пр}} > 4\tau_{\text{и}} / \tau_{\text{и}}$ . Так, при  $\tau_{\text{и}} = 0,1$  мкс требуется  $f_{\text{пр}} > 40$  МГц.

Диапазон качания частоты гетеродина определяется шириной анализируемого спектра. Так, для наблюдения основного лепестка и трёх боковых с каждой стороны спектра прямоугольного радиоимпульса требуется диапазон качания (удвоенная девиация частоты)

$$2f_{\text{д}} = f_{\text{г max}} - f_{\text{г min}} \approx 8 / \tau_{\text{и}}. \quad (8.16)$$

Частота развёртки представляет собой величину, обратную продолжительности анализа, и характеризует число циклов качания частоты гетеродина в секунду. При анализе спектров импульсных колебаний частоту развёртки выбирают такой, чтобы обеспечить достаточно большое число  $m$  светящихся линий в изображении спектра. Частота развёртки  $F_{\text{р}}$  (период развёртки  $T_{\text{р}}$ ), число линий  $m$  и частота повторения импульсов  $F_{\text{п}}$  (период повторения  $T_{\text{п}}$ ) связаны соотношением

$$F_{\text{р}} = F_{\text{п}} / m \quad \text{или} \quad T_{\text{р}} = m \cdot T_{\text{п}}. \quad (8.17)$$

Расстояние между соседними линиями при ширине изображения  $B$  составляет  $\Delta B = B \frac{F_{\text{р}}}{F_{\text{п}}}$ . Изображение удобно для наблюдения, если в его

основном лепестке и двух боковых с каждой стороны содержится примерно 40–60 линий. Иногда для получения такого числа линий приходится применять низкие частоты развертки, что приводит к мерцанию изображения. В подобных случаях прибегают к фоторегистрации спектрограмм.

Скорость развертки задаёт одновременно скорость изменения ЧМ-гетеродина, т. е. скорость анализа. Следовательно, максимальный предел скорости развертки ограничивается наибольшей допустимой величиной скорости анализа.

\*\*\*

В данной главе изложены основные способы спектрального анализа – фильтрация спектральных составляющих и дискретное преобразование Фурье исследуемого сигнала. Ограниченное применение имеет дисперсионно-временной метод.

Метод фильтрации основан на выделении спектральных составляющих узкополосными фильтрами одновременно с помощью системы фильтров с перекрывающимися АЧХ или последовательно с помощью одного фильтра.

Наиболее распространен метод последовательного анализа, заключающийся в гетеродинном преобразовании исследуемого спектра с перестраиваемым по частоте гетеродином и в выделении спектральных составляющих УПЧ.

Разрешающая способность, в статическом режиме равная удвоенной полосе пропускания УПЧ, возрастает при увеличении скорости перестройки частоты. Время анализа детерминированных сигналов может составлять десятки секунд и возрастает при анализе случайных процессов.

При анализе импульсов с большой скважностью наблюдаемые на экране ЭЛТ выбросы являются откликами на отдельные импульсы.

Спектральный анализ с помощью дисперсионных линий задержки основан на возрастающей или убывающей с частотой задержке спектральных составляющих подведенного к линии радиоимпульса. Импульс должен подвергаться ЛЧМ, причем скорость изменения частоты должна иметь противоположный знак по сравнению со скоростью изменений частоты в импульсной характеристике линии.

Анализаторы спектра с дисперсионными линиями задержки характеризуются очень малым временем анализа, равным полной задержке сигнала в линии.

Спектральный анализ на основе дискретного преобразования Фурье состоит в дискретизации участка исследуемого колебания и в расчёте спектра с помощью быстрого преобразования Фурье. Режим спектрального анализа предусмотрен в цифровых осциллографах и анализаторах спектра.

### Контрольные вопросы

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



## Глава 9. ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

### 9.1. Назначение и классификация электронно-лучевых осциллографов. Области применения

*Электронный осциллограф* является прибором для визуального наблюдения, регистрации и измерения параметров электрических сигналов. Так, наблюдая на экране осциллографа импульсные сигналы, можно определить их амплитуду, длительность, период следования, искажения формы и т. д. Обладая универсальностью, осциллограф как измерительный прибор не отличается высокой точностью и предназначен для оценочных измерений.

С помощью осциллографа можно наблюдать периодические непрерывные и импульсные сигналы, непериодические и случайные сигналы, одиночные импульсы и оценивать их параметры. Чаще всего с помощью осциллографа наблюдают зависимость напряжения от времени, причем, как правило, осью времени является ось абсцисс, а по оси ординат откладывается уровень сигнала. По изображениям, получаемым на экране осциллографа, могут быть измерены амплитуда, частота и фазовый сдвиг, параметры модулированных сигналов, временные интервалы и ряд других параметров. На базе осциллографа созданы приборы для исследования переходных, частотных и амплитудных характеристик различных радиотехнических устройств.

В зависимости от назначения и электрических характеристик осциллографы разделяются на универсальные, широкополосные (скоростные и стробоскопические), запоминающие и специальные. Наибольшее распространение получили универсальные осциллографы.

*Осциллографы универсальные (С1-)* – предназначены для воспроизведения формы и измерения параметров различных электрических сигналов в широком диапазоне амплитуд, частот повторения и длительностей. Современные универсальные осциллографы имеют полосу пропускания до 1 ГГц, обеспечивают чувствительность 5 мВ/дел (в ограниченном диапазоне частот от десятков до сотен килогерц высокочувствительные универсальные осциллографы имеют минимальный коэффициент отклонения 10 мкВ/дел).

Универсальные осциллографы бывают *моноблочными* и со *сменными блоками*. При этом осциллографы со сменными блоками наиболее точно отвечают термину «универсальные» в связи с тем, что функциональные возможности осциллографа возрастают при увеличении числа сменных блоков. В состав сменных блоков входят высокочувствительные логарифмические усилители, блоки с различными видами разверток, с вольтметра-

ми и частотомерами. При определенных наборах сменных блоков такой осциллограф превращается в логический анализатор, цифровой осциллограф, стробоскопический осциллограф и т. д.

**Широкополосные – скоростные и стробоскопические (С7)** осциллографические приборы предназначены для исследования формы быстропротекающих процессов, характеризуются широкой полосой пропускания и применением специальных ЭЛТ или специальных принципов исследования сигнала.

**Запоминающие осциллографы (С8)** можно подразделить на три основные группы:

- осциллографы на запоминающих ЭЛТ с видимым изображением;
- осциллографы с цифровой памятью (цифровые запоминающие осциллографы);
- на базе «слепых» ЭЛТ без видимого изображения с последующим считыванием и аналого-цифровым преобразованием сигнала.

**Специальные осциллографы (С9)** – осциллографы, содержащие специальные узлы и предназначенные для целевого назначения (телевизионные, цифровые, автоматизированные, вычислительные и др.). Телевизионные осциллографы содержат специфические узлы, позволяющие детально исследовать телевизионный сигнал.

По числу одновременно наблюдаемых на экране ЭЛТ сигналов различают **одноканальные и многоканальные осциллографы**. Совмещение на экране изображений нескольких входных сигналов реализуют или использованием специальной многолучевой трубки, или путем периодического переключения осциллографа на разные входы с помощью электронного коммутатора.

**Автоматизированные осциллографы** представляют собой приборы с полной или частичной автоматизацией процессов управления и измерения. Например, в таких осциллографах осуществляется автономная установка размеров изображения, автоматическое измерение амплитуды и длительности импульсов и т. п.

**Цифровые осциллографы** – осциллографы, осуществляющие преобразование поступающего на вход аналогового сигнала в цифровой код и запись его в оперативное запоминающее устройство (ОЗУ). В последующем цифровой сигнал может преобразоваться в аналоговый, который индицируется на устройстве отображения, или производится дальнейшая обработка сигнала в цифровой форме. Вычислительные осциллографы аналогичны по принципу преобразования цифровым осциллографам и имеют дополнительно встроенную ЭВМ. Такие осциллографы позволяют проводить программирование работы и осуществлять автоматическое выполнение сложных математических операций над сигналами.

Следует отметить, что данная давно устоявшаяся классификация осциллографов в последнее время в ряде случаев носит все более условный характер. В последнее время развитие осциллографической аппаратуры шло по пути дальнейшего повышения точности измерений и расширения функциональных возможностей за счет внедрения цифровых методов измерений и обработки сигналов.

## 9.2. Обобщённая структурная схема осциллографа

В состав схемы (рис. 9.1) входят: канал вертикального отклонения  $Y$ , канал развёртки  $X$ , канал  $Z$  управления яркостью, калибратор амплитуды и длительности.

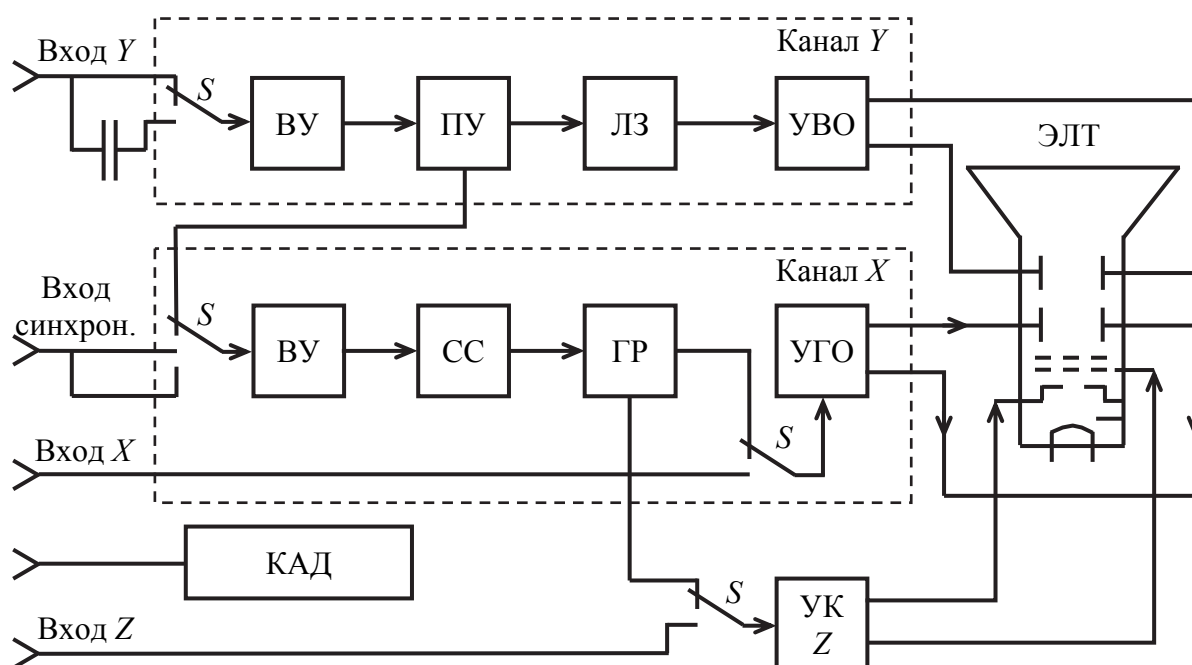


Рис. 9.1. Структурная схема универсального однолучевого осциллографа

**Канал вертикального отклонения луча  $Y$**  обеспечивает необходимый уровень усиления (ослабления) исследуемого напряжения до величины, удобной для наблюдения на экране ЭЛТ и измерения его параметров, согласования входного сопротивления осциллографа с сопротивлением источника сигнала, задержку поступления исследуемого напряжения на вертикально отклоняющие пластины относительно начала действия напряжения развёртки на горизонтально отклоняющих пластинах.

**Входное устройство (ВУ)** в канале вертикального отклонения служит для подключения источника входного сигнала и согласования параметров источника сигнала с параметрами усилителя вертикального откло-

нения. В состав входного устройства входят разъемы, переключатели и аттенюаторы. Для наблюдения сигналов с малой амплитудой и большой постоянной составляющей вход осциллографа может делаться «закрытым», для чего на его входе предусматривается установка коммутируемого с передней панели разделительного конденсатора.

**Предварительный усилитель** (ПУ) усиливает исследуемый сигнал, обеспечивает согласование параметров усилителя с линией задержки. В предварительном усилителе осуществляется плавная регулировка усиления, калибровка коэффициентов отклонения и регулировка перемещения по вертикали. С него исследуемый сигнал снимается и для осуществления внутренней синхронизации развёртки.

**Линия задержки** (ЛЗ) обеспечивает задержку сигнала относительно момента запуска развёртки, что позволяет наблюдать фронты импульсов при исследовании импульсных сигналов.

**Усилитель вертикального отклонения** (УВО) канала вертикального отклонения обеспечивает усиление сигнала до значения, достаточного для отклонения луча ЭЛТ по вертикали в пределах рабочей части экрана.

**Канал горизонтального отклонения луча** (канал развёртки)  $X$  служит для формирования напряжения, синхронного с исследуемым сигналом и вызывающего горизонтальное перемещение луча, пропорциональное времени. К входной цепи канала  $X$  подключается источник синхронизирующего (запускающего) внешнего и внутреннего сигнала. В состав входного устройства (ВУ) канала  $X$  входят разъемы, аттенюаторы для ослабления (при необходимости) сигнала внешней синхронизации, переключатели полярности и вида синхронизации.

**Устройство синхронизации и запуска** может работать в режиме внутренней синхронизации от исследуемого сигнала, поступающего из канала  $Y$  через усилитель синхронизации, или в режиме внешней синхронизации. В последнем случае сигналы синхронизации подаются на вход внешней синхронизации. Устройство синхронизации и запуска вырабатывает импульсы запуска генератора развёртки.

**Аттенюатор** служит для ослабления исследуемого сигнала, ему предшествует переключатель, через который сигнал поступает на вход аттенюатора либо непосредственно (открытый вход), либо через разделительный конденсатор, не пропускающий постоянную составляющую исследуемого напряжения (закрытый вход). Далее сигнал усиливается в предварительном усилителе, имеющем симметричный выход. В нем имеется возможность плавной регулировки коэффициента усиления и смещения осциллограмм по вертикали.

**Оконечный усилитель**  $Y$  увеличивает сигнал до уровня, позволяющего получить достаточный по вертикали размер сигнала на экране ЭЛТ.

**Усилитель канала  $Z$**  усиливает импульсы, поступающие от генератора развёртки на модулятор ЭЛТ, чем обеспечивается подсвет линии луча во время прямого хода развёртки. На этот усилитель могут подаваться также внешние сигналы для модуляции яркости осциллограмм.

**Калибратор** вырабатывает сигнал с известными параметрами, необходимый для калибровки каналов вертикального и горизонтального отклонения луча. Обычно это периодическая последовательность прямоугольных импульсов (меандр) с известными амплитудой  $U_k$  и периодом  $T_k$ .

Рассмотренная структурная схема соответствует однолучевому универсальному осциллографу. Для одновременного наблюдения на экране осциллограмм двух сигналов применяют двухлучевые осциллографы, в которых используются двухлучевые ЭЛТ. При этом структурная схема двухлучевого осциллографа содержит два канала вертикального отклонения  $Y1$  и  $Y2$ .

**Схема синхронизации (СС)** обеспечивает запуск генератора развёртки синхронно с запускающим сигналом.

**Генератор развёртки (ГР)** формирует линейное пилообразное напряжение, используемое для горизонтального отклонения луча. Это напряжение характеризуется амплитудой  $U_m$ , периодом  $T_p$ , длительностями прямого  $t_{пр}$  и обратного  $t_{обр}$  хода, а также временем блокировки  $t_{бл}$  (рис. 9.2).

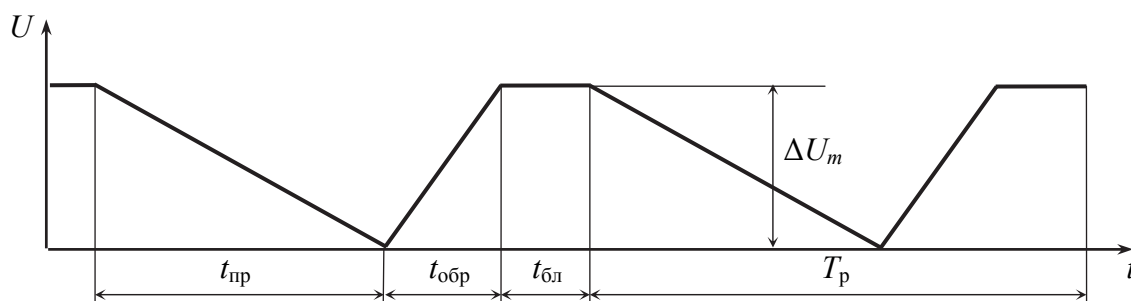


Рис. 9.2. Линейное пилообразное напряжение генератора развёртки

Генератор развёртки может работать в ждущем, автоколебательном и однократном режимах. В *ждущем* режиме развёртка возникает тогда, когда поступает запускающий импульс со схемы синхронизации и запуска. Этот импульс может формироваться как из исследуемого сигнала в режиме внутренней синхронизации, так и от специального импульса в режиме внешней синхронизации. В *автоколебательном* режиме генератор развёртки формирует непрерывное пилообразное напряжение, несинхронизированное с исследуемым сигналом. В этом случае напряжение развёртки вырабатывается даже при отсутствии исследуемого сигнала в режиме

внутренней синхронизации. *Однократная* развёртка используется при фотографировании осциллограмм.

Оконечный усилитель  $X$  усиливает напряжение развёртки до заданного уровня. В ряде осциллографов предусматривается возможность подачи на  $X$ -канал внешних сигналов ( $XU$ -режим). Генератор развёртки при этом отключают.

**Усилитель горизонтального отклонения  $X$**  (УГО) усиливает напряжение развёртки до величины, необходимой для получения требуемого масштаба изображения.

В ряде осциллографов усилитель развёртки имеет внешний вход  $X$ , на который через аттенюатор может подаваться внешний сигнал.

**Канал управления яркостью** (канал  $Z$ ) предназначен для управления яркостью изображения. Основное назначение канала – подсвечивание рабочего хода развёртки. Кроме того, он позволяет осуществлять модуляции осциллограммы по яркости внешним сигналом. В его состав входят аттенюатор и усилитель.

В состав осциллографа входят также **ЭЛТ, калибратор амплитуды и длительности (КАД)**, предназначенный для калибровки масштабов каналов вертикального и горизонтального отклонений при измерениях, а также блок питания.

Среди современных ЭЛТ значительное место занимают двухканальные осциллографы, содержащие электронный коммутатор, который позволяет поочередно подавать один из двух сигналов на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ. Коммутатор обычно может работать в одном из следующих режимов: «1», «2», «1 + 2», «Прерывисто», «Попеременно».

В ряде современных осциллографов имеются две развёртки – основная и задержанная. Задержанная развёртка формируется вторым генератором развёртки, работающим в ждущем режиме. Данный генератор запускается импульсом, задержанным на определенное время относительно момента запуска основной развёртки. Момент запуска задержанной развёртки регулируется по всей длительности основной развёртки. При этом скорость задержанной развёртки обычно в 5 или 10 раз выше скорости основной развёртки. Кроме того, с генератора задержанной развёртки снимается импульс подсвета, который подсвечивает при основной развёртке участок, соответствующий задержанной развёртке. Таким образом, формируются две временные оси с различными масштабами и на экране осциллографа появляется возможность наблюдать наряду с изображением сигнала при основной развёртке также и растянутые (подсвеченные на основной развёртке) участки осциллограммы, что позволяет существенно повысить точность измерения временных интервалов.

### 9.3. Виды развёрток.

#### Параметры развёртывающих напряжений

**Развёртывающим напряжением** в общем случае называют напряжение, определяющее траекторию и скорость перемещения луча ЭЛТ при отсутствии исследуемого сигнала. **Траекторию, описываемую лучом, или создаваемый им след на экране под действием развёртывающего напряжения принято называть развёрткой.**

Различают несколько видов развёрток, используемых в осциллографических приборах. Если развёртку получают в результате подачи развёртывающего напряжения на одну пару отклоняющих пластин (как правило, горизонтально отклоняющих), то её называют по форме развёртывающего напряжения – *пилообразная, экспоненциальная, синусоидальная*. Когда же развёртка создается подачей напряжения на обе пары пластин одновременно (и на радиально отклоняющий электрод – в специальных трубках), ее название соответствует форме траектории, прочерчиваемой лучом: *круговая, эллиптическая, спиральная, радиальная*. При любой форме развёртывающего напряжения, подаваемого на одну пару пластин, след от луча, видимый наблюдателем, представляет собой прямую линию.

#### 9.3.1. Линейная непрерывная развёртка

Для развёртки этого вида характерно непрерывно повторяющееся перемещение луча по горизонтали, пропорциональное времени. Она создается пилообразным, т. е. линейно изменяющимся, напряжением (рис. 9.3).

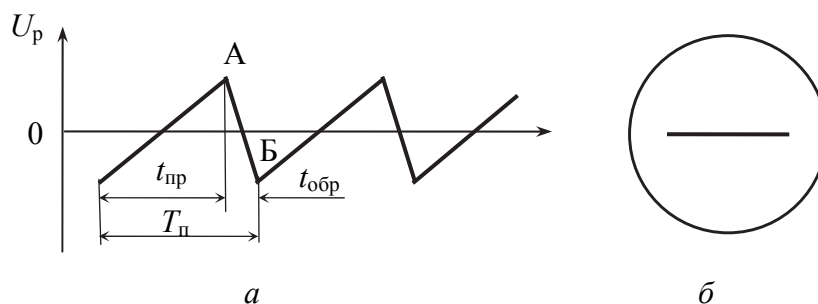


Рис. 9.3. Линейно изменяющееся напряжение

При минимальном значении развёртывающего напряжения (точка 0) 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  $t_{пр}$ , пока развёртывающее напряжение не достигает максимальной величины (точка А). При надлежа-

щем выборе величины пилообразного напряжения  $U_{\text{макс}}$  луч за время прямого хода  $t_{\text{пр}}$  переместится в крайнее правое положение экрана. Когда напряжение спадает от А до Б, луч совершает **обратный ход** – за время  $t_{\text{обр}}$  быстро возвращается в исходное положение, чтобы в следующий период повторить цикл, состоящий из прямого и обратного ходов.

Так как каждый последующий цикл пилообразного напряжения непрерывно следует за предыдущим, то рассматриваемая развёртка является линейной **непрерывной**. Очевидно, генератор такой развёртки должен работать в автоколебательном режиме.

Основные характеристики линейной непрерывной развёртки – это период  $T_{\text{п}} = t_{\text{пр}} + t_{\text{эт}}$  или частота  $f_n = 1 / T_{\text{п}}$  развёртки, и максимальное отклонение луча за период, определяемое амплитудой развертывающего напряжения. Для получения высококачественного изображения исследуемого процесса необходимо выполнение условия  $t_{\text{эт}} \ll t_{\text{пр}}$ . В современных осциллографах это требование всегда выполняется. Практически можно считать, что  $T_{\text{п}} \approx t_{\text{пр}}$ . Кроме того, луч гасят при обратном ходе или подсвечивают при прямом.

Чтобы линия развёртки или изображение сигнала не мерцали при наблюдении, луч должен прочерчивать одну и ту же траекторию не менее 15–20 раз в секунду (с). При этом используется инерционная способность человеческого глаза сохранять зрительное впечатление примерно 1/15 с.

Изображение представляется наблюдателю неподвижным, если луч при каждом прямом ходе прочерчивает одну и ту же кривую. Это достигается тогда, когда период развёртывающего напряжения  $T_{\text{п}}$  равен или кратен периоду исследуемого сигнала  $T_{\text{и}}$ , т. е.

$$T_{\text{п}} = T_{\text{и}} \quad \text{или} \quad T_{\text{п}} = n \cdot T_{\text{и}}. \quad (9.1)$$

Напомним, что два колебания, у которых частоты (периоды) равны или кратны между собой и изменению одной из частот соответствует пропорциональное изменение другой частоты, называются **синхронными (одновременными)**. Таким образом, для получения неподвижного изображения напряжение развёртки и исследуемое напряжение должны быть синхронными. Это достигается синхронизацией напряжения развёртки исследуемым сигналом или внешним напряжением с периодом, соответствующим условию (9.1).

### 9.3.2. Линейная ждущая развёртка

Часто осциллограф используют для исследования различных импульсных процессов, в том числе непериодических. Непрерывная развёртка не позволяет наблюдать однократные импульсы, а при исследовании процессов с большой скважностью она оказывается малоэффективной. В последнем случае слишком малая часть периода повторения импульсов



приходится на долю импульсов и его вершина наблюдается в виде светящейся точки. Иначе говоря, большая часть периода напряжения горизонтальной развёртки не используется, а масштаб получается очень мелким.

Рассмотрим пример. Пусть требуется получить изображение прямоугольного импульса периодической последовательности, имеющей скважность  $Q = T_{\text{п}}/\tau = 1\,000$ . Если на каждый период повторения импульсов  $T_{\text{п}}$  приходится один период пилообразного напряжения развёртки  $T_{\text{р}}$ , то импульс получается узким (рис. 9.4, а). Так, если развёртывающее напряжение вызывает отклонение луча вдоль экрана на 100 мм, то изображение импульса будет занимать одну тысячную этого отклонения и составит всего 0,1 мм. Последняя величина меньше минимального размера светящегося пятна, в которое можно сфокусировать луч.

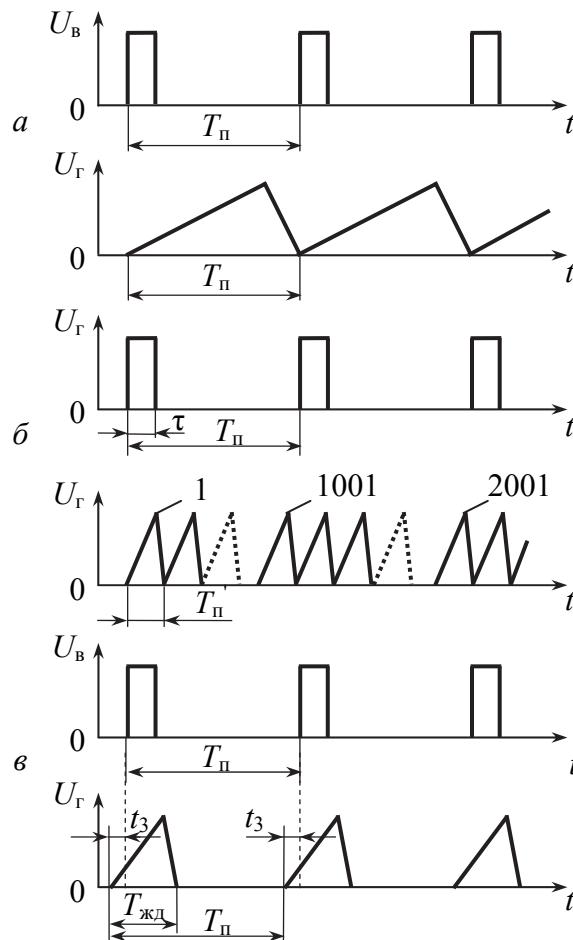


Рис. 9.4. Линейная ждущая развёртка

Можно представить себе непрерывную развёртку с периодом  $T_{\text{р}}'$ , равным (близким) длительности исследуемого импульса (рис. 9.4, б). В этом случае масштаб будет крупным, однако практически очень трудно получить неподвижное изображение импульса, так как синхронизация

чрезвычайно затруднена. Кроме того, за время паузы между исследуемыми импульсами луч будет многократно прочерчивать горизонтальную линию развёртки, свечение последней будет очень ярким, а изображение импульса – бледным.

Задача исследования однократных непериодических импульсов и периодических импульсных процессов с большой скважностью успешно решается с помощью *ждущей развёртки*. 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 ходов, развёртка прекращается и «ждет» прихода нового импульса, запускающего ее (рис. 9.4, в). Длительность пилообразного напряжения  $T_{жд}$  при ждущей развёртке можно выбрать немного большей длительности наблюдаемого импульса. Это позволяет при надлежащей скорости развёртки получить изображение импульса, занимающее почти весь экран.

Ждущая линейная развёртка характеризуется длительностью пилообразного импульса  $T_{жд}$  в микросекундах (при этом предполагается, что амплитуда «пилы»  $U_{max}$  отклоняет луч почти на весь экран) или скоростью развёртки  $c = U_{max} / T_{жд}$ , выраженной в мм/мкс или см/мкс.

Чтобы при ждущей развёртке фронт исследуемого импульса был хорошо виден, необходимо сдвинуть его относительно начала развёртки, т. е. сделать так, чтобы момент начала горизонтальной развёртки опережал момент прихода фронта исследуемого импульса на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ.

### 9.3.3. Синусоидальная развёртка

Подобная развёртка получается при подаче на горизонтально отклоняющие пластины напряжения синусоидальной формы  $u_p = U_m \sin \omega t$  (рис. 9.5). Линия развёртки и в этом случае представляется наблюдателю прямой, но скорость движения луча неравномерна в различных частях экрана.

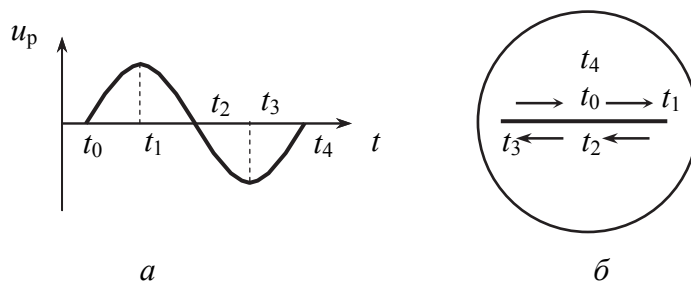


Рис. 9.5. Синусоидальная развёртка

Проследим за особенностями развёртки. Пусть в момент  $t_0$  луч находится в центре экрана. За время  $t_1 - t_0$  он переместится в крайнее правое положение, в течение времени  $t_2 - t_1$  совершит обратное движение к центру, затем переместится в крайнее левое положение (отрезок  $t_3 - t_2$ ), после чего снова вернется к центру ( $t_4 - t_3$ ). При такой развёртке время прямого и время обратного хода одинаково. Скорость синусоидальной развёртки пропорциональна величине  $h_r \cdot \omega \cdot U_m \cdot \cos \omega t$ .

Применение подобной развёртки при обычном наблюдении формы исследуемого процесса нецелесообразно из-за непостоянной скорости развёртки. Однако, используя небольшой участок развёртки в области максимальной ее скорости, где  $\cos \omega t \approx 1$ , можно получить удовлетворительную линейность, пригодную для исследования напряжений. Очевидно, что в этом случае линейная часть развёртки будет занимать значительную часть экрана лишь при весьма большой амплитуде развертывающего напряжения и луч будет длительное время находиться за пределами экрана. Так как при синусоидальной развертке продолжительности обратного и прямого ходов равны, то для удобства наблюдения необходимо гасить луч на время обратного хода.

### 9.3.4. Круговая развёртка

Для рассмотренных видов развёрток характерно, что в результате воздействия развертывающего напряжения луч всегда движется вдоль диаметра трубки, какой бы ни была форма этого напряжения. Однако в осциллографической практике нередко используют и развёртки с траекторией луча, отличной от прямолинейной.

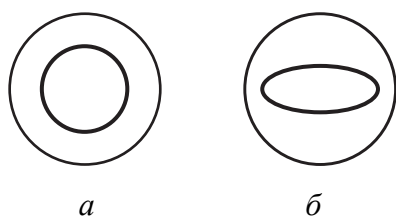


Рис. 9.6. Круговая (а) и эллиптическая (б) развёртки

При круговой развёртке траектория движения луча – окружность (рис. 9.6, а). Эта развёртка является частным случаем эллиптической развёртки (рис. 9.6, б). Последняя получается при одновременной подаче на входы  $X$  и  $Y$  осциллографа двух синусоидальных напряжений одной и той же частоты, сдвинутых по фазе на некоторый угол  $\varphi$ , т. е.  $u_x = U_{m1} \sin \omega t$  и  $u_y = U_{m2} \sin (\omega t + \varphi)$ .

Убедимся в том, что совместное действие двух подобных напряжений заставляет луч описывать эллипс. Перемещение луча, вызванное напряжением  $u_x$ :

$$x = k_r h_r u_x = k_r h_r U_{m1} \sin \omega t, \quad (9.2)$$

где  $k_r$  – коэффициент передачи канала горизонтального отклонения;  
 $h_r$  – чувствительность трубки к горизонтальному отклонению.

Перемещение луча, обусловленное напряжением  $u_y$ ,

$$y = k_B h_B u_y = k_B h_B U_{m2} \sin(\omega t + \varphi), \quad (9.3)$$

где  $k_B$  – коэффициент передачи канала вертикального отклонения;

$h_B$  – чувствительность трубки к вертикальному отклонению.

Выражения (9.2) и (9.3) – это уравнения эллипса в параметрической форме. Заменяя в уравнении (9.3) синус суммы двух углов развернутой формулой и подставив в нее значения  $\sin \omega t$  из уравнения (9.2), а также выразив  $\cos \omega t$  через  $\sin \omega t$ , можно получить уравнение эллипса в прямоугольных координатах:

$$y = k_B h_B U_{m2} \left[ \frac{x}{k_r h_r U_{m1}} \cos \varphi + \sin \varphi \sqrt{1 - \left( \frac{x}{k_r h_r U_{m1}} \right)^2} \right]. \quad (9.4)$$

При  $\varphi = 90^\circ$  уравнение (9.4) принимает следующий вид:

$$\left( \frac{x}{k_r h_r U_{m1}} \right)^2 + \left( \frac{y}{k_B h_B U_{m2}} \right)^2 = 1. \quad (9.5)$$

и представляет уравнение эллипса, оси которого совпадают с осями координат. Соотношение осей эллипса зависит от соотношения амплитуд напряжений  $U_{m1}$  и  $U_{m2}$ , чувствительностей ЭЛТ  $h_r$  и  $h_B$  и усилений обоих каналов.

В случае одинаковых отклонений луча по обеим осям ЭЛТ, т. е. когда  $k_r h_r U_{m1} = k_B h_B U_{m2} = R$ , траектория движения луча

$$x^2 + y^2 = R^2, \quad (9.6)$$

где  $R$  – радиус окружности.

Луч совершает один оборот за время, равное периоду синусоидального развёртывающего напряжения.

Таким образом, для получения круговой развёртки необходимо подать на оба входа осциллографа одновременно два гармонических напряжения одной и той же частоты, сдвинутых по фазе на  $90^\circ$ . Амплитуды этих напряжений и усиления каналов  $X$  и  $Y$  осциллографа должны быть выбраны так, чтобы отклонения луча по горизонтали и вертикали были равными.

Круговую развёртку применяют при измерении временных интервалов, частоты колебаний и следования импульсов, сдвига фаз и т. п.

### 9.3.5. Спиральная развёртка

Если на обе пары отклоняющих пластин подать два гармонических напряжения, какие необходимы для получения круговой развёртки, но отличающихся тем, что их амплитуды изменяются во времени по линейному

закону, то луч будет описывать архимедову спираль. Такая развёртка называется спиральной (рис. 9.7). Она может быть получена, например, путем модуляции пилообразным напряжением двух синусоидальных напряжений, вызывающих круговую развёртку. При этом луч будет двигаться по одной и той же спирали в каждый период пилообразного напряжения, если период модулирующего напряжения будет кратен периоду синусоидального напряжения, т. е. при выполнении условия  $T_{\pi} = nT_{\sin}$  ( $n$  – целое число).

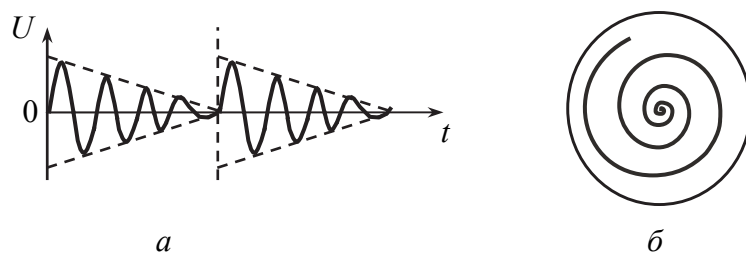


Рис. 9.7. Спиральная развёртка: а – отклоняющее напряжение; б – вид развёртки

Спиральная развёртка применяется в специальных осциллографических приборах для измерения временных интервалов.

#### 9.4. Многоканальные и многолучевые осциллографы

Многоканальность в осциллографах может быть достигнута применением (а в необходимых случаях и сочетанием) многолучевых ЭЛТ и электронного ключа. Структурная схема многолучевых осциллографов не имеет принципиальных особенностей по сравнению со схемой, приведенной на рис. 9.1. Поэтому в качестве примера рассмотрим структурную схему двухканального осциллографа с электронным ключом, представленную на рис. 9.8.

Как видно из рис. 9.8, с помощью электронного ключа осуществляется поочередная подача сигналов с входов  $Y1$  и  $Y2$  на пластины  $Y$  ЭЛТ, чем и достигается эффект многоканальности. Управлять работой электронного ключа можно по-разному, за счет чего реализуются следующие типовые режимы работы многоканального осциллографа:

1.  $Y1$  или  $Y2$  – на экране ЭЛТ наблюдается только один сигнал, соответствующий входу  $Y1$  или  $Y2$ .
2.  $Y1 \pm Y2$  – режим алгебраического суммирования сигналов, позволяющий исследовать форму результирующего сигнала.
3. Поочередное изображение – на экране ЭЛТ наблюдаются оба сигнала, а коммутация каналов осуществляется после каждого прямого хода развёртки.

4. Прерывистое изображение – на экране ЭЛТ наблюдаются оба сигнала, но коммутация каналов осуществляется с некоторой постоянной частотой независимо от частоты развёртки.

Из рис. 9.8 видим, что развёртка осциллографа может запускаться сигналами с предварительных УВО1 или УВО2, а также суммарным сигналом с выхода электронного ключа. Это позволяет четко воспроизводить осциллограммы исследуемых сигналов во всех указанных режимах работы. При эксплуатации многоканальных осциллографов нужно умело пользоваться сравнительными достоинствами приборов с многолучевыми ЭЛТ и электронными ключами. Например, на экране двухлучевой ЭЛТ можно наблюдать два неповторяющихся сигнала, что невозможно для осциллографа с электронным ключом. В то же время осциллограф с электронным ключом позволяет сравнивать периодические сигналы при практически полной идентичности каналов, но яркость изображения снижается при этом пропорционально числу каналов.

Для того чтобы реализовать несколько лучей на осциллограмме, используется многолучевая ЭЛТ. Она работает на общем сигнале. При этом две отклоняющие системы по горизонтали и вертикали собраны в одной ЭЛТ. Однако если использовать специальный переключатель, то можно обойтись и обычной ЭЛТ (рис. 9.9).

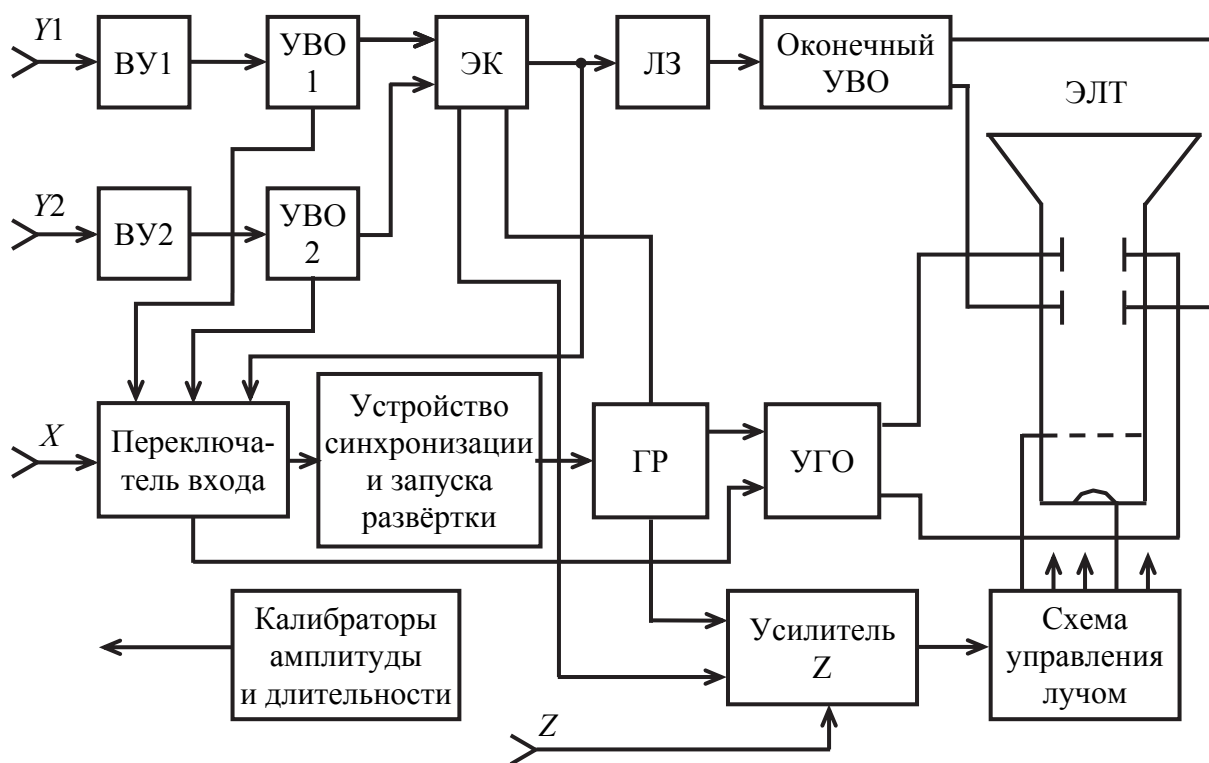


Рис. 9.8. Структурная схема 2-канального осциллографа с электронным ключом

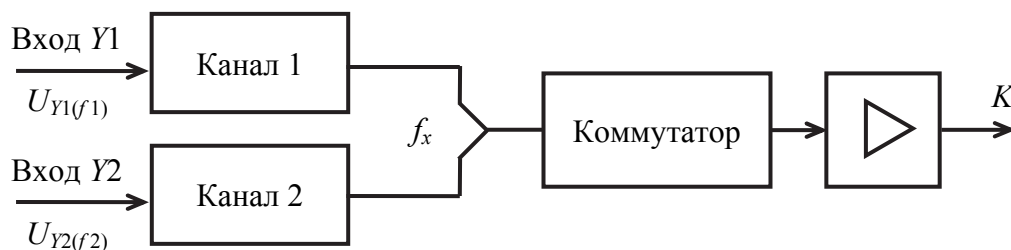


Рис. 9.9. Канал Y многолучевого осциллографа с обычной ЭЛТ

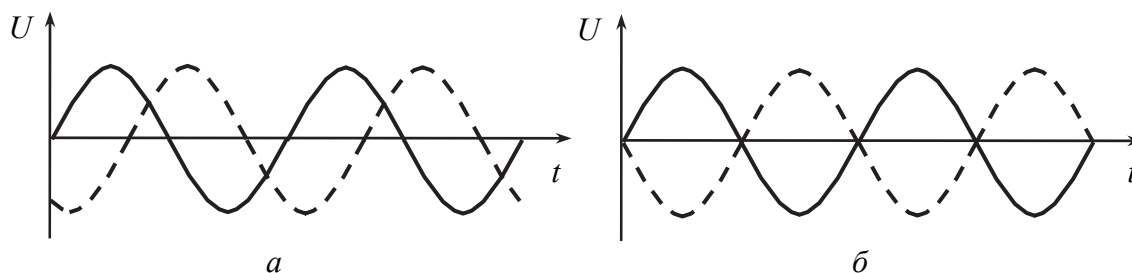


Рис. 9.10. Осциллограммы низкочастотных (а) и высокочастотных (б) сигналов в многолучевом осциллографе

Условие неподвижности осциллограммы:

$$T_X = n_1 T_{Y1} = n_1 / f_1, \quad (9.7)$$

$$T_X = n_2 T_{Y2} = n_2 / f_2, \quad (9.8)$$

$$f_1 / f_2 = n_2 / n_1, \quad (9.9)$$

где  $n_1, n_2$  – целые числа;

$f_x$  – частота переключения.

Для низкой частоты в этом случае  $f_x \gg f_1$  и  $f_x \gg f_2$ . Если сигнал меняется медленно, будет казаться, что происходит подсвечивание (рис. 9.10, а).

На высоких частотах можно сделать подсвечивание сигналов через период: сначала один сигнал, затем другой (рис. 9.10, б).

Нужно, чтобы выполнялось равенство  $f_K \gg f_c$ .

## 9.5. Особенности построения осциллографов для наблюдения наносекундных импульсов и сигналов диапазона СВЧ

При осциллографировании импульсов малой длительности (доли наносекунд, пикосекунды) и других быстропротекающих процессов (например, СВЧ-колебаний), наряду с обычными причинами искажений осциллограмм, приводящими к погрешностям измерений, возможны и специфические причины, проявляющиеся лишь при очень малых длительностях исследуемых сигналов.

Отметим основные факторы, ограничивающие применение обычных осциллографов в этих случаях.

1. Паразитные резонансы, возникающие в цепях, образуемых ёмкостью  $C_{пл}$  отклоняющих пластин ЭЛТ и индуктивностью  $L_{вв}$  подводящих проводов, включая выводы пластин.

2. Для большинства ЭЛТ её собственная резонансная частота

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{вв} \cdot C_{пл}}} \approx 0,2 \dots 1 \text{ ГГц.} \quad (9.10)$$

3. Так как спектр наносекундного видеоимпульса составляет единицы гигагерц, то резонансная частота  $f_p$  находится в пределах спектра частот этого импульса, что приводит к искажению формы наблюдаемого сигнала.

4. Влияние ёмкости пластин ЭЛТ на крутизну фронта исследуемых импульсов.

5. Влияние конечного времени пролёта электронов.

Отклонение луча ЭЛТ до тех пор пропорционально мгновенному значению напряжения, прикладываемому к отклоняющим пластинам, пока время пробега электронов вдоль пластин намного меньше периода отклоняющего напряжения. Когда же эти величины становятся соизмеримыми, ЭЛТ уже нельзя рассматривать как безынерционный прибор. Так как время пролёта электронов через отклоняющую систему составляет в обычных ЭЛТ 1...10 нс, то осциллограмма наносекундного импульса искажается: фронт и срез изображения получаются более пологими, чем у истинного импульса.

6. Ограниченная полоса пропускания усилителя вертикального отклонения.

7. Низкая скорость развёртки. Для наблюдения наносекундных импульсов и колебания СВЧ требуются очень большие скорости развёртки.

8. Слабая яркость изображения, обусловленная требуемой большой скоростью развёртки. Для получения, например, изображения импульса длительностью  $\tau_{и} = 5 \text{ нс}$  и шириной 100 мм необходима скорость развёртки 20 000 км/с.

Для осциллографирования быстропротекающих процессов (доли наносекунд и пикосекунды) используются скоростные и стробоскопические осциллографы.

## 9.6. Скоростные осциллографы

*Скоростные осциллографы* обеспечивают исследование формы колебаний СВЧ и кратковременных импульсных сигналов с помощью специальной ЭЛТ – трубки бегущей волны (ТБВ). Кроме того, могут исследо-



ваться однократные и редко повторяющиеся сигналы, что делает скоростные осциллографы незаменимыми приборами при решении целого ряда измерительных задач.

Эти приборы, как и универсальные осциллографы, являются приборами реального времени и могут быть использованы для исследования как повторяющихся, так и однократных сигналов.

Как видим из рис. 9.11, особенностью скоростного осциллографа является отсутствие УВО. Исследуемый сигнал либо прямо, либо через линию задержки подается на отклоняющую систему ТБВ. Таким образом, широкополосность и чувствительность канала вертикального отклонения полностью определяются параметрами ТБВ.

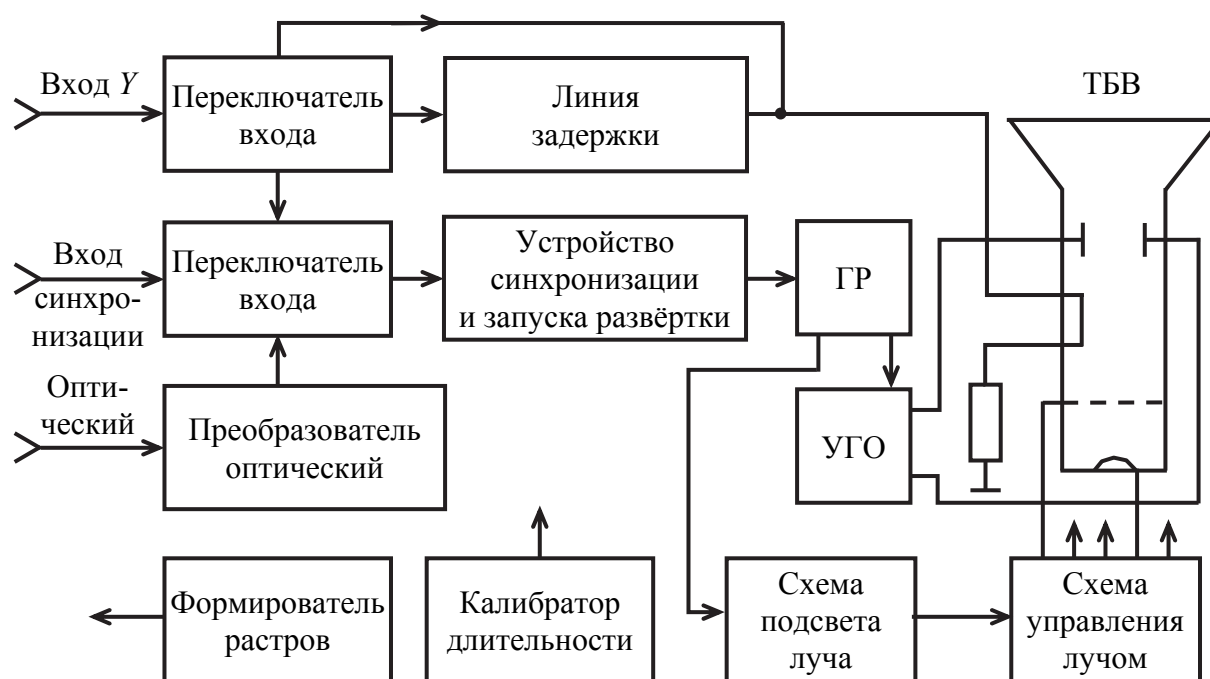


Рис. 9.11. Структурная схема скоростного осциллографа

Основным узлом скоростных (сверхширокополосных) осциллографов является специальная ЭЛТ-трубка бегущей волны (ТБВ). В этих ЭЛТ сигнальная отклоняющая система представляет собой линию с бегущей волной. Отклоняющая система выполнена в виде плоской спирали, расположенной над плоскостью заземления. Спиральная линия имеет стандартное волновое сопротивление и согласована на конце. Электронный луч проходит в пространстве между проводниками линии. В такой линии, как и в замедляющей системе ЛБВ, скорость распространения сигнала в направлении оси, т. е. фазовая скорость электромагнитных волн, равна скорости электронов. В области отклонения луча электронный поток движется вдоль линии с невысокими скоростями, вследствие чего увеличивается

чувствительность ЭЛТ. Одновременно с отклонением электронного луча в ТБВ обеспечивается усиление поступающих на её вход исследуемых сигналов.

Отклонение луча по горизонтали осуществляется в ТБВ, как и в обычных ЭЛТ, с помощью пластин  $X$ . Поэтому канал  $X$  в целом аналогичен используемому в универсальном осциллографе, а получение требуемых характеристик развертывающего напряжения достигается схемными решениями. При этом в различных режимах работы осциллографа развёртка либо должна быть очень быстрой (например, в режиме ждущей развёртки), либо может быть сравнительно медленной (например, в режиме автоколебательной развёртки при наблюдении нескольких периодов сигнала). Для получения скорости порядка 1...5 см/нс путём заряда (разряда) конденсатора ток конденсатора  $I = C \cdot dU_C / dt$  должен быть весьма большим (при конденсаторе емкостью  $C = 40$  пФ сила тока должна превышать 2 А). Наряду с этим от генератора требуется большая амплитуда напряжения развёртки (порядка сотен вольт), что вызвано применением ЭЛТ с большими ускоряющими напряжениями. Особенностью канала  $X$  является возможность осуществления синхронизации и запуска развёртки световыми сигналами (например, от ОКГ) с помощью оптического преобразователя, преобразующего эти сигналы в электрические.

Для повышения чувствительности отклонения по вертикали устанавливают квадрупольные линзы.

Кроме того, в скоростных осциллографах отсутствует усилитель  $Z$ , поэтому подсвет прямого хода луча осуществляется с помощью специальной импульсной схемы подсвета.

Амплитуда исследуемых сигналов скоростных осциллографов может лежать в пределах от десятых долей вольта до нескольких вольт.

Из-за специфики ТБВ поле ее экрана сжато по вертикали до 2...3 см. Максимальная длительность развёртки в таких осциллографах, как правило, ограничена единицами микросекунд, а минимальная – определяется скоростью записи ЭЛТ.

Измерения в скоростных осциллографах проводятся с помощью калибратора длительности и формирователя растров. В связи с отсутствием УВО применение калибратора амплитуды становится невозможным. В то же время нелинейность канала  $Y$  вносит существенную погрешность в результаты измерения  $U_x$ . Для её уменьшения формируют горизонтальный растр создаваемый напряжением ступенчатой формы (например, 0, 2, 4, 6 В и т. д.) с погрешностью установки каждой «ступеньки» не более  $\pm 1$  %. Для наблюдения линий раstra на экране ТБВ выход формирователя соединяется со входом  $Y$ , а развёртка синхронизируется схемой формирования «ступенек». Поскольку напряжение раstra и исследуемый сигнал подаются на

ТБВ поочередно, применение метода наиболее эффективно при регистрации раstra и осциллограммы на фотопленку с последующим визуальным сравнением изображений или измерением их параметров с помощью специальных оптических устройств.

## 9.7. Стробоскопические осциллографы

Повторяющиеся электрические процессы можно исследовать стробоскопическим методом, особенно эффективным при наблюдении широкополосных сигналов и колебаний СВЧ. Стробоскопические осциллографы позволяют воспроизводить форму колебаний со спектрами, простирающимися до десятков гигагерц, что на один-два порядка больше частотного предела обычных осциллографов.

**Стробоскопическим называется осциллограф**, использующий для получения изображения формы сигнала упорядоченный (или случайный) отбор проб мгновенных значений исследуемого сигнала и осуществляющий его временное преобразование.

Этот метод, не требуя специальных ЭЛТ, позволяет получить широкую полосу пропускания порядка сотен и тысяч мегагерц при фактической полосе пропускания усилителя вертикального отклонения в сотни килогерц или единиц мегагерц. При этом обеспечивается чувствительность 1 мм/мВ (1 000 мм/В).

Сущность стробоскопического метода заключается в том, что исследуемый импульс малой длительности преобразуется в импульс бóльшей длительности той же формы, который может усиливаться и регистрироваться относительно низкочастотными устройствами. Реализация метода может быть осуществлена как применением специальных стробоскопических осциллографов, так и использованием стробоскопических преобразователей (приставок), предназначенных для работы с обычными осциллографами.

**Принцип стробоскопического преобразования** основан на дискретизации повторяющегося сигнала при помощи стробоимпульсов.

Стробирующие импульсы представляют собой короткие импульсы (с длительностью, значительно меньше длительности исследуемых сигналов) постоянной амплитуды.

Период повторения стробирующих импульсов  $T_c$  выбирается больше периода следования  $T$  импульсов исследуемых, причем таким, что всякий раз сохраняется неизменной разность  $T_c - T = \Delta T = \text{const}$ .

Следовательно, положение очередного стробирующего импульса относительно начала соответствующего импульса исследуемого напряжения

меняется: за период  $T_c$  стробирующий импульс смещается на интервал времени  $\Delta T$ , называемый шагом считывания.

Таким образом, некоторым мгновенным значениям исследуемого напряжения соответствуют равностоящие во времени импульсы напряжения, следующие с периодом  $T_c$ . Огибающая этих импульсов повторяет форму исследуемых импульсов. Огибающую наблюдают на экране осциллографа и по ней измеряют параметры исследуемого импульса.

В результате такого преобразования происходит изменение масштаба времени. Коэффициент трансформации сигнала во времени

$$K = \tau_p / \tau_{и}, \quad (9.11)$$

где  $\tau_p$  – длительность преобразованного сигнала;

$\tau_{и}$  – длительность исследуемого сигнала.

Из рис. 9.12 видим, что

$$\tau_p = T_c \cdot n,$$

здесь  $n$  – число точек считывания;

$$\tau_{и} = \Delta T \cdot n,$$

где  $\Delta T$  – шаг считывания.

Следовательно, выражение (9.11) преобразуется к виду

$$K = \frac{T_c \cdot n}{\Delta T \cdot n} = \frac{T_c}{\Delta T}. \quad (9.12)$$

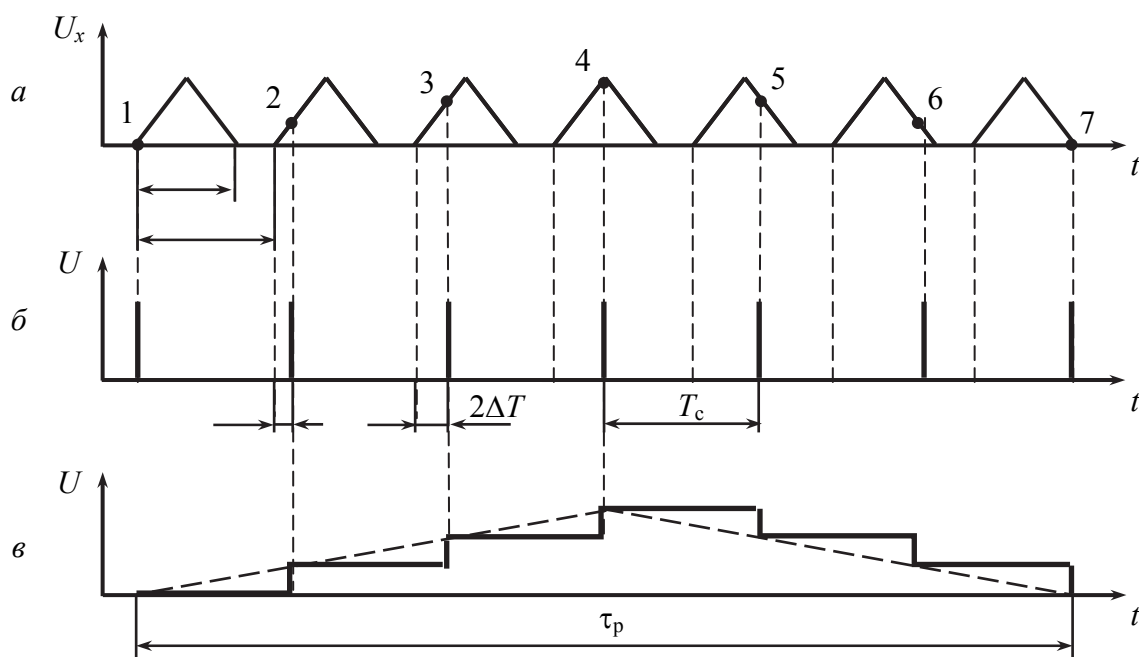


Рис. 9.12. Принцип стробоскопического преобразования

В стробоскопических осциллографах  $K$  принимается равным сотням и тысячам, а в ряде случаев достигает десятков тысяч.

Максимально допустимый шаг считывания находят из теоремы Котельникова: он зависит от верхней частоты в спектре входного сигнала. В общем случае период стробоимпульсов  $T_c$  может быть выбран и таким, что на  $m$  периодов сигнала будет приходиться один стробоимпульс, т. е.

$$T_c = m \cdot T + \Delta T,$$

где  $T_c$  – период входного сигнала.

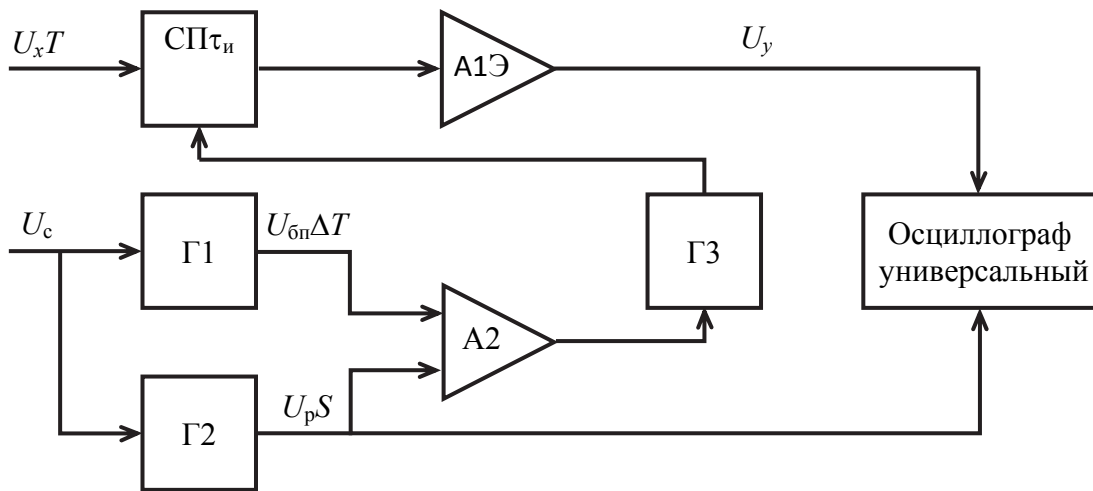


Рис. 9.13. Структурная схема стробоскопического осциллографа

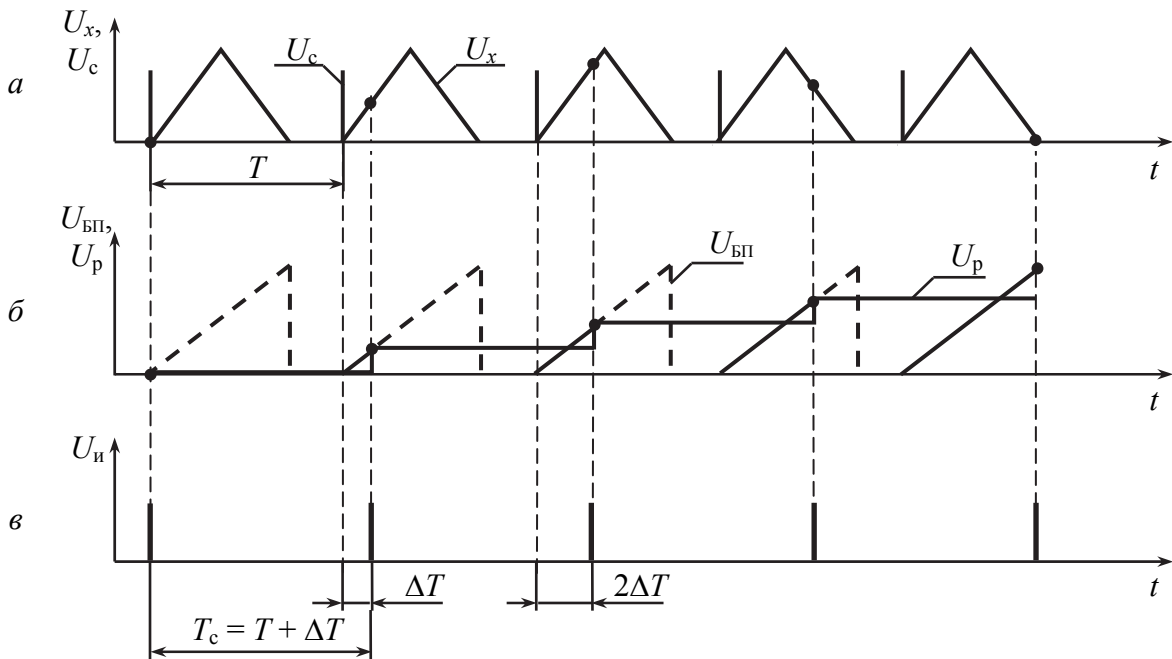


Рис. 9.14. Эпюры, поясняющие принцип формирования стробирующих импульсов

В стробоскопическом осциллографе (рис. 9.13, 9.14) автоматически поддерживают постоянство шага считывания. Для этого импульсами синхронизирующего напряжения  $U_c$ , предшествующими импульсам исследуемого сигнала  $U_x$ , одновременно запускают генераторы Г1 быстрого пилообразного напряжения и Г2 ступенчатого напряжения развёртки. В момент равенства их выходных напряжений  $U_{БП}$  и  $U_p$  компаратор А2 запускает генератор Г3 стробирующих импульсов  $U_{и}$ . Высота  $U_{ст}$  ступенек напряжения развёртки постоянна, а начало ступенек соответствует моментам прихода синхронизирующих импульсов.

Стробоскопический преобразователь (СП) функционально объединён со схемой памяти, хранящей значения амплитуды выходного импульса преобразователя в течение паузы между стробирующими импульсами. Поэтому выходное напряжение преобразователя  $U_{п}$  имеет ступенчатую форму. Значение  $U_1 = 0; KU_2; KU_3$  вертикально отклоняющего напряжения  $U_y$  на выходе А1 пропорциональны значениям  $U_1 = 0; U_2; U_3$  исследуемого напряжения при считывании.

Под действием ступенчатого напряжения развёртки луч поочередно занимает равностоящие дискретные положения по оси абсцисс. При смещении луча на один шаг напряжение  $U_y$  изменяется и на экране ЭЛТ возникают светящиеся точки, совокупность которых воспроизводит форму исследуемого напряжения (рис. 9.12, где цифры обозначают номер стробирующего импульса, при котором данная точка получена). В каждой точке луч находится в течение почти всей паузы между стробирующими импульсами, что позволяет получить высокую яркость осциллограммы.

## 9.8. Цифровые запоминающие осциллографы

Развитие техники точного осциллографирования привело к созданию универсального осциллографа нового типа (рис. 9.15) – цифрового осциллографа (ЦО).

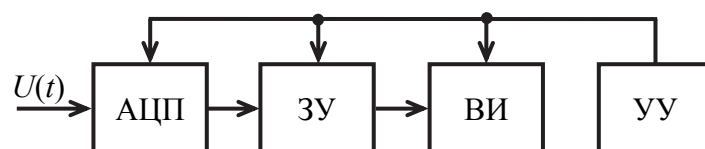


Рис. 9.15. Обобщённая структурная схема цифрового осциллографа

Исследуемый аналоговый сигнал преобразуется с помощью АЦП в коды, которые далее запоминаются в дискретной памяти, реализуемой с помощью ОЗУ. Благодаря этому значительно упрощается задача измерения и об-

работки параметров сигнала, обеспечивается осциллографирование однократных сигналов и появляется возможность полностью автоматизировать процесс исследования формы сигналов и измерения их параметров.

Как видим из рис. 9.15, управление работой ЦО осуществляется тактовыми импульсами устройства управления (УУ), в АЦП реализуется кодоимпульсный метод преобразования при развёртывающемся уравнивании с равномерно ступенчатым изменением компенсирующего напряжения. Благодаря этому имитируется временная развёртка осциллографа.

ОЗУ позволяет запомнить весь массив мгновенных значений  $U(t)$ , поступающих в виде кодов с АЦП, а также необходимую служебную информацию. Скорость записи в ОЗУ и его ёмкость оказывают существенное влияние на быстродействие и метрологические характеристики ЦО.

Цифровые запоминающие осциллографы позволяют захватывать и просматривать события, случающиеся однократно, например переходные процессы. Поскольку информация о сигнале существует в цифровом формате в виде последовательности сохранённых бинарных значений, эти значения можно легко анализировать, архивировать, распечатывать либо обрабатывать каким-либо иным способом как в самом осциллографе, так и во внешнем компьютере. В этом случае для сигнала нет необходимости быть непрерывным; сигнал может быть отображён на экране прибора даже тогда, когда сам он уже давно исчез. В отличие от аналоговых моделей, цифровые запоминающие осциллографы обеспечивают постоянное сохранение в памяти захваченной информации, разностороннюю обработку параметров и их анализ.

Однако такие приборы не отображают градации яркости развёртки сигнала в реальном времени, поэтому цифровые запоминающие осциллографы не способны наглядно представлять изменяющиеся «живые» сигналы.

Некоторые функциональные узлы, входящие в состав цифровых запоминающих осциллографов, схожи с аналогичными узлами аналоговых осциллографов. Однако в цифровых моделях имеются дополнительные подсистемы обработки данных, необходимые для сбора и отображения на экране всех параметров, присущих тому или иному сигналу. В цифровых запоминающих осциллографах используется архитектура последовательной обработки информации для захвата и вывода на экран исследуемых сигналов (рис. 9.16).



Рис. 9.16. Архитектура цифровых запоминающих осциллографов

Как и в аналоговых осциллографах, первым (входным) функциональным узлом цифровых запоминающих осциллографов является усилитель вертикального отклонения. Органы управления вертикальным отклонением позволяют регулировать амплитуду и положение развёртки сигнала. Далее аналого-цифровой преобразователь в системе горизонтального отклонения осуществляет выборку сигнала в дискретных точках определённого временного интервала и преобразует напряжение исследуемого сигнала в этих точках в цифровые значения, называемые элементами выборки. Весь этот процесс называется оцифровкой сигнала.

Схема синхронизации системы горизонтального отклонения устанавливает частоту, с которой АЦП делает выборки. Эта величина называется *частотой выборки* и измеряется в выборках в секунду (выб/с).

Выборки, полученные от АЦП, сохраняются в оперативной памяти прибора в качестве элементов описания формы сигналов. Некоторое количество выборок могут составить одну точку развёртки сигнала. Взятые вместе точки развёртки сигнала составляют одну развёртку сигнала.

Используемое количество точек, необходимое для создания развёртки сигнала называется *длиной записи*. Система запуска осциллографа определяет момент пуска и останова процесса записи.

Сигнальный тракт цифровых осциллографов включает в себя микропроцессор, через который проходит измеряемый сигнал. Микропроцессор обрабатывает сигнал, управляет выводом данных на дисплей, органами управления передней панели прибора, а также решает другие задачи.

Затем сигнал поступает в память дисплея, а из неё выводится на экран.

В зависимости от производительности осциллографа может выполняться дополнительная обработка выборок, что значительно повышает качество и достоверность отображаемой информации. Также возможно использование режима упреждающего запуска, который позволяет просматривать сигнал непосредственно перед моментом запуска. Большинство современных цифровых осциллографов обладают широким набором режимов автоматического измерения параметров, что в целом упрощает процедуру исследования сигналов.

Цифровые запоминающие осциллографы идеальны для исследований высокоскоростных сигналов в нескольких каналах с невысокой скоростью захвата или с одиночными захватами. При проектировании цифровых устройств инженеры обычно анализируют от четырёх и более сигналов одновременно – в таких задачах цифровой запоминающий осциллограф становится незаменимым помощником.

Рассмотрим визуальные индикаторы (ВИ), применяемые в ЦО. Они подразделяются на две группы: ЭЛТ и матричные индикаторные панели (МИП). При использовании ЭЛТ необходимы дополнительные цифроана-



логовые преобразователи (ЦАП), преобразующие коды ОЗУ в напряжение сигнала  $U(t)$ , поступающее на пластины  $Y$ , и напряжение развёртки, подаваемое на пластины  $X$  ЭЛТ. Необходимость в ЦАП отпадает, если перейти к МИП – плоским матричным панелям (экранам), дискретность которых естественным образом согласуется с дискретной формой представленной информации. Кроме того, применение МИП снижает габариты и массу ЦО, устраняет источники высокого напряжения и резко сокращает число органов управления экраном.

## 9.9. Характеристики современных осциллографов

Учитывая назначение и особенности основных узлов осциллографа, а также требования стандарта ГОСТ 22737–77 «Осциллографы электронно-лучевые. Номенклатура параметров и общие технические требования», можно выделить следующие **основные нормируемые характеристики**.

1. Диапазоны измерений напряжения и временных интервалов.
2. Диапазоны установки коэффициента отклонения  $K_o$  и коэффициента развёртки  $K_p$ .

**Коэффициент развёртки  $K_p$**  – время, за которое луч проходит одно деление шкалы на экране ЭЛТ, с/дел, мс/дел, мкс/дел.

**Коэффициент отклонения  $K_o$**  – отношение напряжения входного сигнала к отклонению луча, вызванному этим напряжением, В/дел или мВ/дел. Величина, обратная коэффициенту отклонения, называется **чувствительностью**.

1. Пределы допускаемой основной погрешности измерения напряжения и временных интервалов.
2. Для некоторых осциллографов – пределы допускаемой основной погрешности коэффициентов отклонения и развёртки.
3. Параметры амплитуды частотной характеристики тракта  $Y$ .
4. Параметры переходной характеристики тракта  $Y$ ; нелинейность амплитудной характеристики тракта  $Y$ .
5. Ширина линии луча.
6. Параметры входа.

Рассмотрим основные параметры характеристик.

**Амплитудно-частотной характеристикой** тракта вертикального отклонения называется зависимость модуля коэффициента отклонения от частоты входного синусоидального сигнала при условии постоянства его уровня (рис. 9.17).

**Основные параметры АЧХ следующие.**

1. Опорная частота – частота, не менее чем в 20 раз меньшая верхней граничной частоты полосы пропускания ( $f_{оп}$ ).

2. Верхняя граничная частота полосы пропускания ( $f_v$ ).
3. Нижняя граничная частота полосы пропускания ( $f_n$ ).
4. Полоса пропускания – диапазон частот, в пределах которого коэффициент отклонения отличается не более чем на 3 дБ от его значения на опорной частоте ( $\Delta f_{\Pi}$ ).
5. Нормальная область АЧХ – диапазон частот, в пределах которого неравномерность АЧХ не превышает погрешности коэффициента отклонения ( $\Delta f_{\text{норм}}$ ).
6. Расширенная область АЧХ – диапазон частот, в пределах которого неравномерность АЧХ не превышает 10 % ( $\Delta f_p$ ) от значения АЧХ на опорной частоте  $K_{\text{ном}}$ .
7. Значение АЧХ на опорной частоте ( $K_{\text{ном}}$ ).
8. Неравномерность АЧХ – разность между значениями коэффициента отклонения на определяемой и опорной частотах, выраженная в процентах. Неравномерность нормируется для нормальной и расширенной областей частот.
9. Абсолютное значение неравномерности в нормальном диапазоне ( $K_{f_{\text{норм}}}$ ).
10. Абсолютное значение неравномерности в расширенном диапазоне частот ( $K_{f_{\text{расш}}}$ ).
11. Неравномерность АЧХ в нормальной области частот ( $\delta_{f_{\text{норм}}}$ ).
12. Неравномерность АЧХ в расширенной области частот ( $\delta_{f_{\text{расш}}}$ ).
13. Погрешность коэффициента отклонения ( $\delta_k$ ).

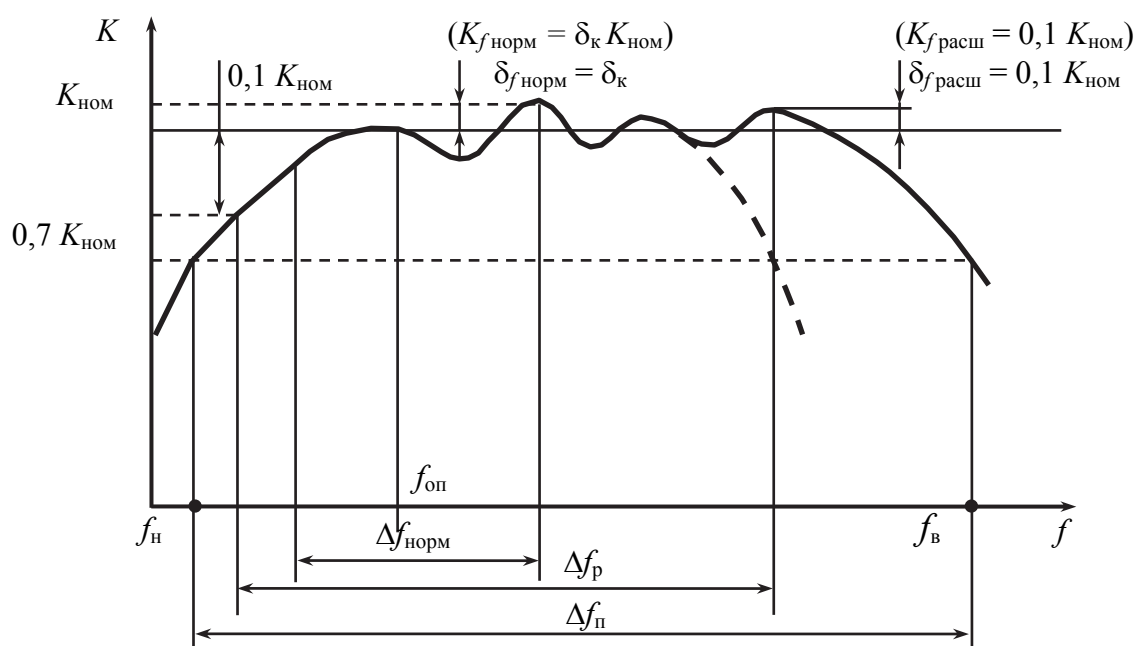


Рис. 9.17. Амплитудно-частотная характеристика тракта вертикального отклонения

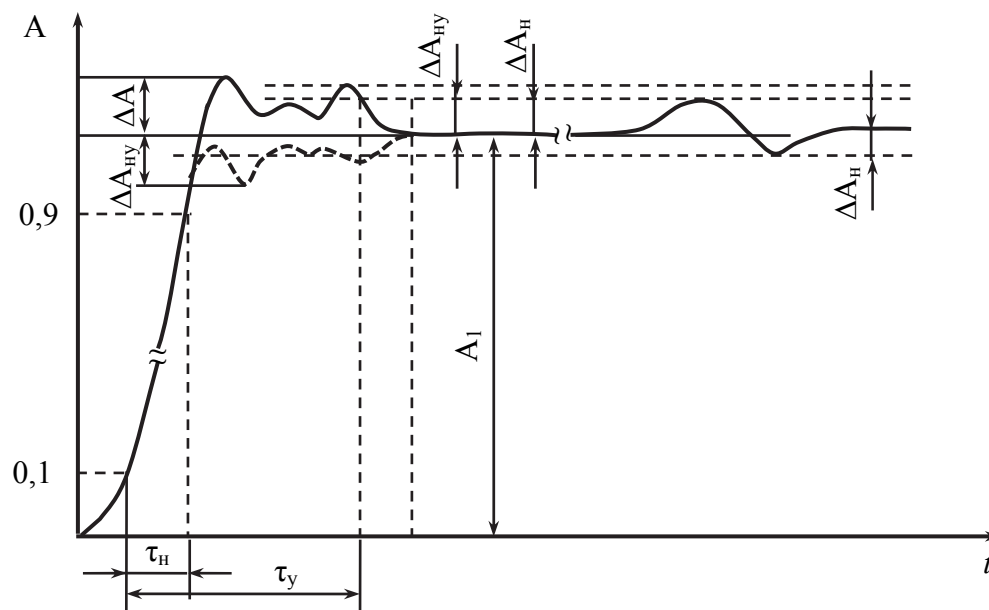


Рис. 9.18. Основные параметры переходной характеристики тракта вертикального отклонения:  $\tau_n$  – время нарастания;  $\tau_y$  – время установления;  $\Delta A$  – выброс;  $\Delta A_n$  – неравномерность;  $\Delta A_{ny}$  – неравномерность на участке установления;  $A_1$  – установившееся (амплитудное) значение

**Переходной характеристикой** (ПХ) называется зависимость от времени выходного сигнала канала  $Y$ , представленного изображением на экране ЭЛТ, при подаче на вход сигнала в виде единичного скачка (перепада напряжения) – рис. 9.18. Установившимся (амплитудным) значением является ПХ в точке пересечения прямой линии, параллельной оси абсцисс, аппроксимирующей вершину ПХ, с линией фронта.

**Основные параметры переходной характеристики тракта вертикального отклонения следующие.**

1. **Время нарастания** – интервал времени, в течение которого переходная характеристика (ПХ) нарастает от 10 до 90 % установившегося (амплитудного) значения  $\tau_n$  ( $\tau_n$  измеряется в нс).

2. **Время установления** – интервал времени, отсчитываемый от момента достижения уровня 10 % до момента времени, начиная с которого неравномерность установившегося значения ПХ не превышает заданного значения ( $\tau_y$ ).

3. **Неравномерность** – отклонение переходной характеристики от установившегося значения за пределами его времени ( $\Delta A_n$ ).

4. **Выброс** – разность между максимальным (после времени нарастания) и установившемся значением ПХ ( $\Delta A$ ).

5. **Спад вершины** – разность между начальным значением ПХ и значением ПХ в заданный момент времени  $t_3$ , значительно превышающий время установления.

При измерении длительности фронтов импульсов, соизмеримых с временем нарастания ПХ, нормированной для осциллографа, длительность фронта изображения  $\tau_{\text{и}}$  будет определяться длительностью фронта исследуемого импульса  $\tau_{\text{ф}}$  и времени нарастания ПХ  $\tau_{\text{н}}$  следующим образом:

$$\tau_{\text{и}} = \sqrt{\tau_{\text{ф}}^2 + \tau_{\text{н}}^2},$$

откуда

$$\tau_{\text{ф}} = \sqrt{\tau_{\text{и}}^2 - \tau_{\text{н}}^2}.$$

Параметры АЧХ и переходной характеристики взаимно связаны. Эти зависимости для различных параметров АЧХ и ПХ приводятся ниже.

**Время нарастания  $\tau_{\text{н}}$  и верхняя частота полосы пропускания  $f_{\text{в}}$**  ( $f_{\text{в}}$  измеряется в МГц).

Для того чтобы обеспечить наиболее достоверное изображение формы импульса на экране осциллографа (при отсутствии выбросов), падение усиления на высших частотах канала  $Y$  должно составлять не более 6 дБ при двукратном увеличении частоты. В этом случае  $\tau_{\text{н}} = 350 / f_{\text{в}}$ ;  $f_{\text{в}}$ .

#### **Выброс $\Delta A_{\text{в}}$ и коррекция АЧХ.**

С целью повышения равномерности АЧХ в пределах полосы пропускания и получения максимальной ширины полосы при максимальном коэффициенте усиления оконечного каскада вводится коррекция АЧХ перед ее спадом до уровня минус 3 дБ (рис. 9.19, а). (Пунктирной линией показаны АЧХ (рис. 9.19, а) и ПХ (рис. 9.19, б) при отсутствии коррекции). Эта коррекция является причиной появления выброса на ПХ (рис. 9.19, б) при исследовании импульсов с длительностью фронта, меньшей  $\tau_{\text{н}}$ . При длительности фронта, значительно большей  $\tau_{\text{н}}$ , выброса на изображении не наблюдается.

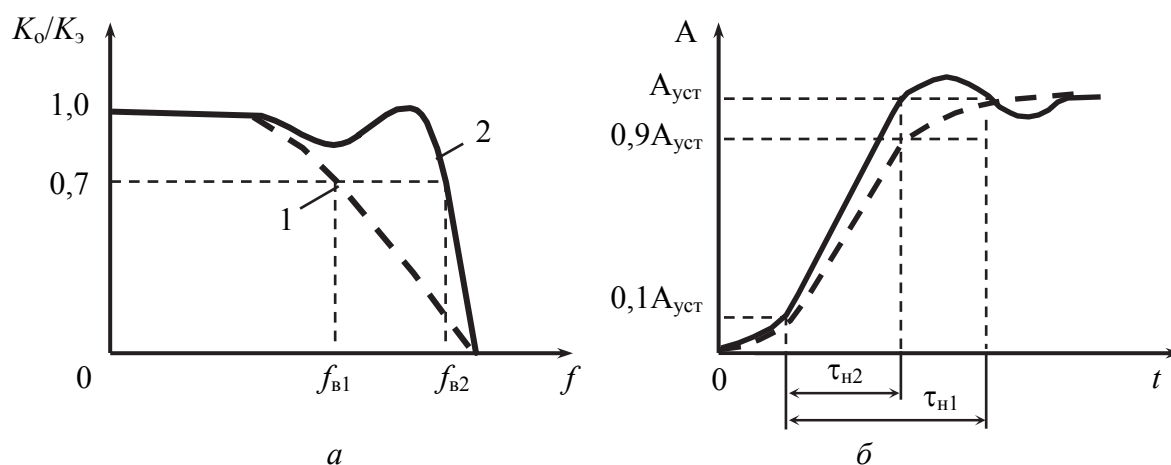


Рис. 9.19. Выброс  $\Delta A_{\text{в}}$  и коррекция АЧХ

**Спад вершины  $\Delta A_{\text{сп}}$  – нижняя граничная частота полосы пропускания.**

Спад плоской части изображения импульса  $\Delta A_{\text{сп}}$  вызывается влиянием конечного значения разделительной ёмкости входной цепи при закрытом входе осциллографа. Наличие ёмкости приводит к спаду АЧХ в области низких частот. Для осциллографов с закрытым входом регламентируются значение спада вершины ПХ и (или) значение низшей частоты АЧХ при неравномерности минус 3 дБ.

Для спада, меньшего 20 %, связь между низшими значениями полосы пропускания АЧХ  $f_n$  и значением спада  $\Delta A_{\text{сп}}$  определяются приближенным соотношением:

$$\Delta A_{\text{сп}} \cong 2\pi \cdot f_n \cdot \tau_n,$$

где  $\tau_n$  – длительность импульса.

Если исследуемый импульс имеет спад, равный  $\Delta A_{\text{спи}}$ , то спад плоской вершины изображения  $\Delta A_{\text{из}}$  на экране ЭЛТ будет определяться равенством

$$\Delta A_{\text{из}} = \Delta A_{\text{спи}} + \Delta A_{\text{сп}}.$$

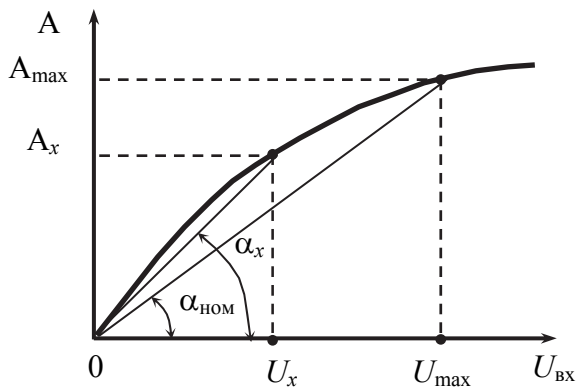


Рис. 9.20. Амплитудная характеристика канала вертикального отклонения

Амплитудной характеристикой канала вертикального отклонения называется зависимость размера изображения по вертикали на экране ЭЛТ от уровня входного сигнала (рис. 9.20). Реальная амплитудная характеристика отличается от идеальной (линейной). Это отличие вызвано нелинейностью характеристик усилителей и ЭЛТ. Нелинейность тракта вертикального отклонения приводит к тому, что для различных размеров изо-

бражений по вертикали  $A_x$ , коэффициент отклонения  $K_{\text{сх}} = 1 / \text{tg } \alpha_x$ , где  $\alpha_x$  – угол наклона прямой, соединяющей начало координат с точкой кривой на уровне  $A_x$ , имеет различные значения. Это приводит к погрешности измерения напряжения. Калибровка коэффициента отклонения, т. е. установка его номинального значения  $K_{\text{ном}}$ , проводимая для одного размера изображения (как правило, для максимального  $A_{\text{max}}$ ), не исключает погрешности от нелинейности. Нелинейность канала вертикального отклонения, которая не превышает 10 %, обычно нормируется в научно-технической документации (НТД) на осциллографы.

Нормируемым параметром осциллографа является калиброванное значение коэффициента отклонения канала  $Y$ . Максимальное и минимальное значения коэффициента отклонения (или обратной его величины – чувствительности) приводятся в инструкции к осциллографу.

Параметрами канала  $Z$ , которые учитывают при выборе осциллографа, являются: диапазоны частот и модулирующего напряжения сигнала, входное сопротивление и ёмкость.

Для цифровых осциллографов, кроме перечисленных выше характеристик, принято указывать в НТД следующие.

### **1. Частота выборки.**

Данный параметр измеряется в выборках в секунду (выб/с) и предоставляет информацию о том, как часто цифровой осциллограф регистрирует мгновенные состояния сигнала (делает выборки), что можно сравнить с кадрами, снимаемыми кинокамерой. Чем быстрее осциллограф делает выборки (т. е. чем выше частота квантования), тем более высокое получается разрешение и детализация отображаемой на экране развёртки сигнала и меньшая вероятность того, что важная информация или события будут утеряны, как это представлено на рис. 9.21. Низкие значения частоты выборки также представляют интерес при необходимости исследования медленно изменяющихся сигналов в течение длительного времени. Обычно частота выборки изменяется, когда изменяются настройки системы горизонтального отклонения. Это происходит с целью поддержания постоянного количества точек развёртки отображаемых осциллографом сигналов.

### **2. Скорость захвата сигнала.**

Все осциллографы «мигают». Это можно сравнить с открыванием глаз определённое число раз в секунду для захвата сигнала и закрыванием в промежутках между захватами.

Эта характеристика называется скоростью захвата сигнала и измеряется в осциллограммах в секунду (осц/с). В то время как частота выборки указывает на то, как часто осциллограф захватывает мгновенные значения (выборки) входного сигнала в пределах одной осциллограммы (или развёртки), то скорость захвата сигнала (осциллограммы) соответствует тому, как часто осциллограф захватывает целые осциллограммы (развёртки).

Скорость захвата сигнала сильно варьируется в зависимости от типа осциллографа и его производительности.

Модели осциллографов, обладающие бóльшей скоростью захвата сигнала, обеспечивают значительно более наглядную визуализацию сигналов и существенно повышают вероятность того, что прибор зарегистрирует такие аномалии, как джиттер, повреждённые импульсы, глитчи, а также различные переходные процессы. Чем выше частота выборки, тем выше

разрешение отображаемого на экране сигнала, что гарантирует возможность просмотра быстрых переходных процессов (рис. 9.21)

В цифровых запоминающих осциллографах используется последовательная обработка данных, позволяющая захватывать от 10 до 5 000 осциллограмм в секунду. Некоторые цифровые запоминающие осциллографы имеют специальный режим, в котором множество захватов записывается в память большого объема, за счет чего искусственно повышается скорость захвата сигнала.

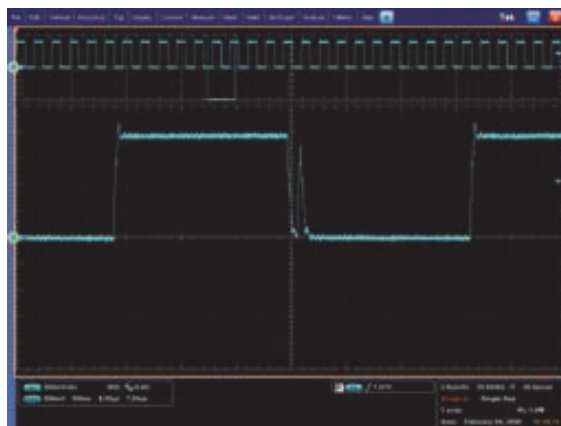


Рис. 9.21. Вид экрана осциллографа

Однако обработка захваченных данных требует определенного времени, в течение которого захвата не происходит, что ведет к сокращению вероятности захвата осциллографом редких непериодических событий.

В большинстве осциллографов с цифровым люминофором используется параллельная обработка информации, что значительно увеличивает скорость захвата сигнала. Некоторые модели способны захватывать миллионы осциллограмм в секунду, многократно повышая вероятность регистрации непериодических и быстротекущих процессов, что даёт пользователю возможность исследовать сигналы быстрее и эффективнее. Более того, ДРО может захватывать и отображать сигнал в трёх координатах: амплитуда, время и распределение амплитуды во времени. Это дает возможность более тщательно изучить поведение сигнала, не упустив ни одной мелкой детали (см. рис. 9.22).

### 3. Длина записи.

Данный параметр обозначает количество точек, составляющих полную запись развёртки сигнала, и определяет количество данных, которые могут быть захвачены каждым каналом. Поскольку осциллограф способен сохранять только ограниченное количество выборок, то длительность развёртки (временное окно) будет обратно пропорциональна частоте выборки.

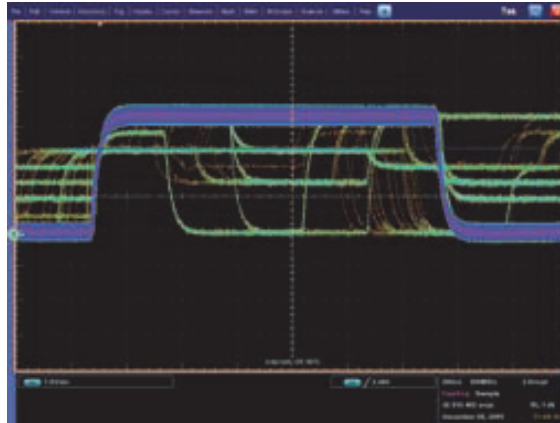


Рис. 9.22. Осциллограф с цифровым люминофором

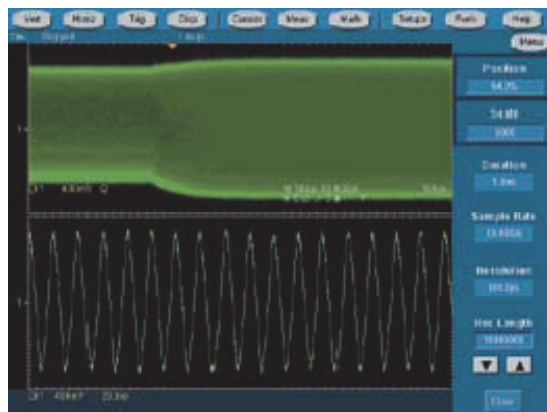


Рис. 9.23. Захват высокочастотных составляющих модулированного сигнала с несущей 85 МГц

Современные осциллографы позволяют выбирать длину записи для оптимизации уровня детализации в зависимости от конкретной задачи. Например, если вы анализируете очень стабильный синусоидальный сигнал, то вам потребуется запись длиной не более 500 точек, но если вы пытаетесь найти причины нарушения синхронизации в комплексном цифровом потоке данных, то потребуется миллион точек или более (рис. 9.23).

Для исследования огибающей модулированного сигнала необходимо достаточно широкое временное окно (1 мс). Используя большой объём памяти для продолжительной записи, осциллограф может предоставить всю необходимую информацию.

#### 4. Функции запуска.

Данная функция обеспечивает запуск горизонтальной развёртки в заданной точке сигнала, что очень важно для правильного определения его характеристик. Управление запуском позволяет стабилизировать отображение периодических сигналов и выполнять избирательный захват однократных событий.



### **5. Эффективное число разрядов.**

Эффективное число разрядов определяет способность цифрового осциллографа точно воспроизводить форму синусоидального сигнала. Этот параметр показывает соотношение между характеристиками реального АЦП осциллографа и характеристиками «идеального» АЦП той же разрядности. Поскольку реальный сигнал подвержен воздействию шума и искажений, это отражается на характеристиках АЦП.

### **6. Разрешение по вертикали (АЦП).**

Вертикальное разрешение АЦП, а следовательно, цифрового осциллографа, свидетельствует о том, насколько точно прибор способен преобразовать входное напряжение в цифровые значения. Разрешение по вертикали измеряется в битах. Значение эффективного разрешения можно улучшить программным способом.

### **7. Разрешение по времени (MSO).**

Важной характеристикой MSO является разрешение по времени при регистрации цифровых сигналов. Регистрация сигнала с лучшим разрешением повышает точность измерения временных характеристик при работе с цифровыми сигналами. Например, частота дискретизации 500 Мвыб/с даёт разрешение по времени 2 нс, в результате неопределённость положения фронта захваченного сигнала тоже равна 2 нс. Лучшее разрешение по времени 60,6 пс (16,5 Гвыб/с) снижает неопределённость положения фронта до 60,6 пс и позволяет регистрировать сигналы, изменяющиеся быстрее.

Всё большее применение находят в практике измерений так называемые виртуальные приборы, выполненные в виде приставок к персональному компьютеру (ПК). Виртуальные приборы (*virtual instruments, vi*) – компьютерные программы, визуализирующие сигнал, выполняющие его преобразование и анализ. Виртуальные приборы используют как для замены обычных измерительных приборов, так и для реализации уникальных измерений.

Наиболее характерный представитель таких приборов – виртуальный осциллограф. Например, USB-анализатор сигналов *LESO4* представляет собой уникальное устройство, содержащее в себе такие приборы, как цифровой вольтметр, осциллограф, анализатор спектра (рис. 9.24).

По функциям он эквивалентен реальному осциллографу, поскольку имеет физический вход для электрического сигнала. Преобразование сигнала в цифровой сигнал осуществляется АЦП. Дальнейшая обработка и управление сигналом, его отображение для наблюдения выполняются программным способом. Такой осциллограф имеет виртуальный экран, виртуальные ручки управления (усиление, синхронизация, развёртка и др.), графически отображаемые на экране монитора компьютера. Ручки, переключатели, кнопки виртуального прибора управляются с клавиатуры или посредством мыши.

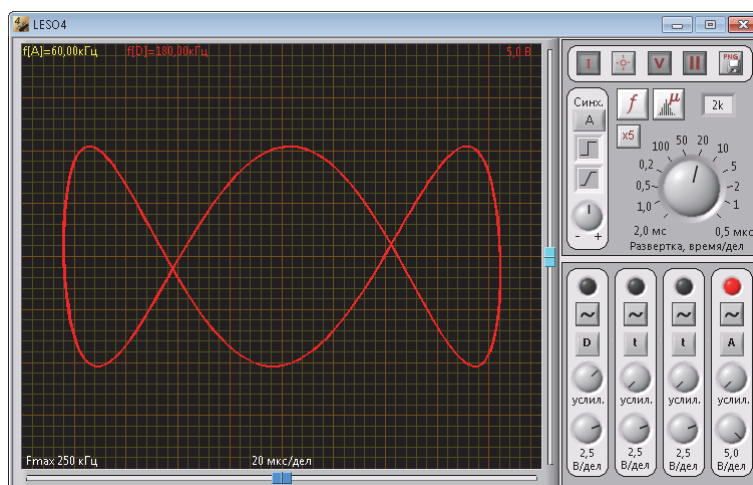


Рис. 9.24. Интерфейс виртуального осциллографа

### Характеристики анализатора сигналов LESO4.

1. 4 независимых канала.
2. Функциональность USB-осциллографа.
3. Полоса пропускания 5 МГц.
4. Частота дискретизации в реальном времени до 50 МГц.
5. Диапазон входных напряжений до 20 В.
6. Длина памяти до 16к отсчетов на каждый канал.
7. USB-анализатор спектра.
8. Режим цифрового вольтметра.
9. Интерфейс USB, ПО под ОС Windows XP и старше.
10. Возможность оперативной модернизации ПО.
11. Универсальная система сохранения результатов.
12. Питание и управление по USB.

### Возможности приставки анализатора сигналов.

USB-анализатор LESO4 является многофункциональным измерительным комплексом и позволяет:

- отображать осциллограммы;
- строить фигуры Лиссажу;
- изучать спектр сигнала, выполнять спектральный анализ различными методами;
- изучать плотность распределения вероятности;
- измерять среднее, эффективное, амплитудное напряжение.

\*\*\*

Данная глава посвящена изложению сведений об электронно-лучевых осциллографах. При проведении технического обслуживания ВВТ часто возникает задача измерять динамические характеристики как сигнала

лов, так и радиотехнических цепей. Для выполнения этих операций во временной области предназначены осциллографы. Осциллографы находят широкое применение в войсках. Они позволяют производить визуальное наблюдение электрических сигналов в двумерной плоскости «время – напряжение». С помощью масштабной сетки, нанесенной на экран ЭЛТ, и дискретных переключателей коэффициентов отклонения и коэффициентов развертки, изменяющих масштаб изображения по вертикали и горизонтали, можно производить измерение мгновенного значения напряжения исследуемого сигнала и временных интервалов.

Структурная схема осциллографа состоит из трёх каналов:  $X$ ,  $Y$  и  $Z$ . Канал  $Y$  предназначен для усиления сигнала, в канале  $X$  формируют напряжение развертки, канал  $Z$  служит для управления яркостью луча. Канал  $Y$  осциллографа характеризуют коэффициентом отклонения, нелинейностью отклонения, верхней и нижней граничными частотами полосы пропускания, а также входным сопротивлением и ёмкостью. Канал  $X$  характеризуют коэффициентом развертки и нелинейностью развертки.

Для неискажённого воспроизведения формы сигнала на экране ЭЛТ осциллографа необходимо, чтобы отклонение луча по оси ординат было пропорционально мгновенному значению сигнала, а по оси абсцисс – времени. Временная развертка должна быть синхронизирована с сигналом.

Погрешность измерений временных и амплитудных соотношений по осциллограмме обычно составляет 3...10 %. Полоса пропускания канала  $Y$  осциллографа может достигать сотен мегагерц.

С помощью стробоскопического преобразования сигнала полосу пропускания расширяют до 10...25 ГГц. Полоса пропускания стробоскопических осциллографов зависит от параметров преобразователя и длительности стробирующего импульса.

В цифровых осциллографах исследуемый аналоговый сигнал превращают в цифровой и всю его обработку проводят в цифровой форме. В таких приборах, применяя соответствующие программы, можно получить любые параметры и характеристики сигнала.

### Контрольные вопросы

1. Для каких целей применяют осциллографы?
2. Какие блоки входят в состав структурной схемы универсального осциллографа? Их назначение.
3. Для чего применяется синхронизация разверток осциллографа? Основные типы синхронизации.
4. Для каких целей в осциллографах применяют калибраторы?
5. Каково назначение линейно изменяющегося напряжения, подаваемого на горизонтальные пластины?

6. Запоминающие осциллографы – принцип действия, параметры и основные режимы работы.

7. Каковы особенности осциллографирования импульсов наносекундной длительности?

8. В чем заключается принцип стробоскопического осциллографирования быстротекущих процессов?

9. Основные требования к «развертываемому» напряжению. Как работает генератор пилообразного напряжения?

10. Перечислите основные виды разверток.

11. Когда используется линейная развертка?

12. Как осуществляется круговая развертка?

13. Как измеряется амплитуда сигналов с помощью осциллографа?

14. Как осуществляется измерение временных интервалов с помощью калиброванной развертки и яркостных меток?

15. Каким образом можно провести измерение частоты сигнала методом фигур Лиссажу.

16. Какие требования предъявляются к осциллографу при измерении импульсных сигналов?

17. Принципы построения цифровых осциллографов.

18. Из каких основных узлов состоит цифровой осциллограф?

19. Назовите основные параметры современного цифрового осциллографа.

# Глава 10. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

## 10.1. Параметры модулированных сигналов

*Модуляцией* называется физический процесс преобразования несущего сигнала, при котором один из параметров его подвергается изменению, соответствующему закону информативного сигнала.

Несущий сигнал, параметр которого подвергнут изменению, называют *модулированным*, а сигнал, в соответствии с законом измерения которого производят модуляцию, – *модулирующим*.

Рассмотрим наиболее часто встречающийся случай, когда в качестве несущего используется синусоидальный сигнал вида

$$U(t) = U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (10.1)$$

где  $U_0$  – амплитуда сигнала;

$\omega_0$  – круговая частота сигнала;

$\varphi_0$  – начальная фаза сигнала.

В зависимости от того, какой параметр данного сигнала подвергается изменению, различают следующие виды модуляции:

- амплитудную (АМ-сигнал);
- частотную (ЧМ-сигнал);
- фазовую (ФМ-сигнал).

Модуляцию двух последних видов вследствие существующей тесной связи между ними часто объединяют под единым термином «угловая модуляция».

Рассмотрим основные параметры модулированных сигналов. Обозначим модулирующий сигнал в виде функции  $m(t)$ . При амплитудной модуляции сигнала (10.1) имеем

$$U(t) = U_0 + bm(t), \quad (10.2)$$

где  $b$  – постоянный коэффициент, определяющий уровень модуляции. В дальнейшем будем считать коэффициент  $b$  равным 1.

Если модулирующий сигнал  $m(t)$  является гармоническим, т. е.

$$M(t) = m \sin \Omega t, \quad (10.3)$$

где  $\Omega$  – круговая частота гармонического модулирующего сигнала, то

$$U(t) = U_0 (1 + M \sin \Omega t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (10.4)$$

где  $M = m / U_0$  – коэффициент, характеризующий уровень амплитудной модуляции. Коэффициент  $M$  называется **коэффициентом амплитудной модуляции** (коэффициентом модуляции).

В более общем случае, соответствующем реальным (квазисинусоидальным) модулирующим сигналам, имеем

$$m(t) = \sum_{k=1}^{\infty} m_k \sin(k\Omega t + \varphi_k), \quad (10.5)$$

где  $m_k$  и  $\varphi_k$  – соответственно амплитуда и начальная фаза  $k$ -й гармонической составляющей модулирующего сигнала.

В этом случае АМ-сигнал принимает вид

$$U(t) = U_m \left[ 1 + \sum_{k=1}^{\infty} M_k \sin(k\Omega t + \varphi_k) \right] \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (10.6)$$

где  $U_m$  – среднее значение амплитуды модулированного сигнала за период модулирующей функции  $T = 2\pi/\Omega$ ;

$M_k$  – коэффициент АМ  $k$ -й гармонической составляющей модулирующего сигнала (парциальный коэффициент модуляции). Значение  $U_m$  в общем случае модуляции сигналом (10.5) не равно амплитуде немодулированного сигнала  $U_0$ .

АМ-сигнал, описываемый формулой (10.6), за период модуляции  $T$  имеет максимальное  $U_{\max}$  и минимальное  $U_{\min}$  значения амплитуды колебания (соответственно есть максимальное и минимальное значение огибающей сигнала). Величина  $M_{\text{в}}$  и  $M_{\text{н}}$ , %, соответственно равны

$$\left. \begin{aligned} M_{\text{в}} &= (U_{\max} - U_m) \cdot 100 / U_m = \Delta U_{\max} \cdot 100 / U_m \\ M_{\text{н}} &= (U_m - U_{\min}) \cdot 100 / U_m = \Delta U_{\min} \cdot 100 / U_m \end{aligned} \right\} \quad (10.7)$$

и называются коэффициентом модуляции «вверх» ( $M_{\text{в}}$ ) и коэффициентом модуляции «вниз» ( $M_{\text{н}}$ ). Коэффициенты модуляции  $M_{\text{в}}$  и  $M_{\text{н}}$  называются иногда коэффициентами пиковой модуляции.

В частном случае модуляции гармоническим сигналом (10.3) имеем  $M_{\text{в}} = M_{\text{н}} = M\Omega$ .

В отличие от (10.1) реальные модулируемые сигналы характеризуются наличием высших гармонических составляющих, т. е.

$$U(t) = \sum_{n=1}^{\infty} U_n \sin(n\omega_0 t + \varphi_n), \quad (10.8)$$

где  $U_n$  и  $\varphi_n$  – соответственно амплитуда и начальная фаза  $n$ -й гармонической составляющей.

В этом случае АМ-сигнал имеет вид

$$U(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ U_n \left[ 1 + \sum_{k=1}^{\infty} M_{kn} \sin(k\Omega t + \varphi_k) \right] \right\} \sin(\omega t + \varphi_0). \quad (10.9)$$

Такой сигнал в общем случае имеет различные по форме огибающие положительной и отрицательной полуволн несущего колебания и, следовательно, должен характеризоваться различными коэффициентами модуляции  $M_{\text{в}}$  и  $M_{\text{н}}$  для каждой из полуволн. Это обстоятельство должно приниматься во внимание при измерении коэффициента модуляции средств измерений, имеющими разное схемное построение, особенно в метрологической практике.

При ЧМ-модуляции изменению в соответствии с законом  $m(t)$  подвергается несущая частота сигнала, т. е.  $f(t) = f_0 + m(t)$ .

В случае АМ-модуляции сигналом (10.2) имеем

$$f(t) = f_0 + \Delta f \sin \Omega t, \quad (10.10)$$

где  $\Delta f$  – максимальное отклонение частоты модулированного сигнала от среднего значения  $f_0$ , соответствующего амплитуде модулирующего сигнала  $m$ .

Величина  $\Delta f$  называется **девиацией частоты**. Переходя к круговой частоте, получим

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \sin \Omega t.$$

Используя общую формулу для фазы колебания с переменной частотой

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \varphi_0, \quad (10.11)$$

получаем выражение для ЧМ-сигнала

$$U(t) = U_0 \sin(\omega_0 t + \beta \cos \Omega t + \varphi_0), \quad (10.12)$$

где  $\beta = \Delta\omega / \Omega$  – индекс частотной модуляции.

При модуляции сигналом (10.5) выражение ЧМ-сигнала примет следующий вид:

$$U(t) = U_0 \sin \left[ \omega_0 t - \sum_{k=1}^{\infty} \beta_k \cos(k\Omega t + \varphi_k) + \varphi_0 \right], \quad (10.13)$$

где  $\beta_k = \Delta\omega_0 / k\Omega$  – индекс парциальной частотной модуляции.

В этом случае вводятся параметры ЧМ-сигнала: девиация частоты «вверх» ( $\Delta f_{\text{в}}$ ), равная максимальному (пиковому) отклонению частоты от

среднего значения в сторону ее увеличения, и девиация частоты «вниз» ( $\Delta f_{\text{н}}$ ), равная максимальному отклонению частоты в сторону меньших значений.

При модуляции гармоническим сигналом (10.3) имеем

$$\Delta f_{\text{в}} = \Delta f_{\text{н}} = \Delta f. \quad (10.14)$$

Одним из наиболее важных параметров модулированных сигналов является *уровень искажения закона модуляции*.

## 10.2. Методы измерения коэффициента амплитудной модуляции

Для измерения параметров модулированных сигналов предназначены специальные средства измерений – измерители модуляции, классифицируемые в соответствии с ГОСТ 15094–69 на следующие виды: измерители коэффициента амплитудной модуляции (С2); измерители девиации частоты (С3).

*Коэффициент АМ с помощью осциллографа* может быть измерен при линейной или синусоидальной развёртке.

Модулированный сигнал при линейной развёртке подается на вход  $Y$  осциллографа и на экране появляется изображение сигнала, показанное на рис. 10.1.

Измерив с помощью масштабной сетки максимальные и минимальные отклонения луча  $A_{\text{max}}$  и  $A_{\text{min}}$ , по формуле

$$M = \frac{A_{\text{max}} - A_{\text{min}}}{A_{\text{max}} + A_{\text{min}}} \cdot 100 \quad (10.15)$$

найдем коэффициент АМ. Однако эта формула справедлива только для симметричной АМ. При несимметричной модуляции коэффициент АМ вычисляется по таким формулам:

$$M_{\text{в}} = \Delta A_{\text{в}} / A \quad \text{и} \quad M_{\text{н}} = \Delta A_{\text{н}} / A. \quad (10.16)$$

При синусоидальной развёртке на вход  $Y$  подаётся модулированный сигнал, а на вход  $X$  – модулирующее напряжение.

Погрешности измерений зависят от тех же факторов, что и при измерениях напряжений (за исключением погрешности калибровки  $\delta_{\text{ко}}$ ). Суммарная погрешность измерений составляет 5...12 %.

Измерение коэффициента АМ с помощью анализатора спектра определяется посредством измерения амплитуд основной ( $U_0$ ) и боковых ( $U_1$ ) спектральных составляющих (рис. 10.2).



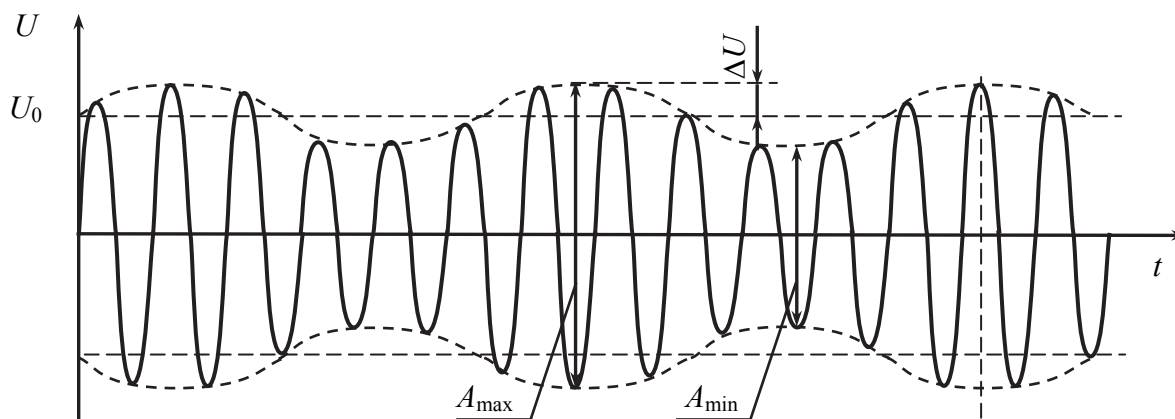


Рис. 10.1. Модулированный сигнал при линейной развёртке на экране осциллографа

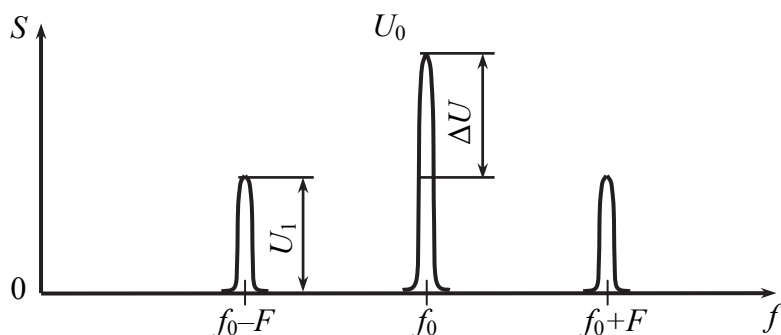


Рис. 10.2. Спектр АМ-сигнала с синусоидальной модуляцией

Индекс амплитудной модуляции по спектру определяется отношением, %,

$$m_a = 2 U_1 100 / U_0, \quad (10.17)$$

где  $U_0$  – абсолютное значение амплитуды основной спектральной составляющей;

$U_1$  – абсолютное значение амплитуды боковых спектральных составляющих;

$m_a$  – индекс (глубина) амплитудной модуляции.

При измерении параметров АМ-колебаний в логарифмическом масштабе и отсчёте уровней боковых составляющих ( $\Delta$ ) в децибеллах коэффициент модуляции, %, может быть рассчитан по формуле

$$m_a = 2 \cdot 10^{\frac{\Delta}{20}} \cdot 100. \quad (10.18)$$

Наиболее широкое применение при измерении коэффициента амплитудной модуляции получил **метод двойного детектирования**, при тщательной настройке которого можно получить результирующую погреш-

ность 1,0...2 %. Данный метод позволяет легко использовать систему цифрового отсчёта и ввести практически полную автоматизацию процесса измерения.

Рассмотрим принцип работы модулометра.

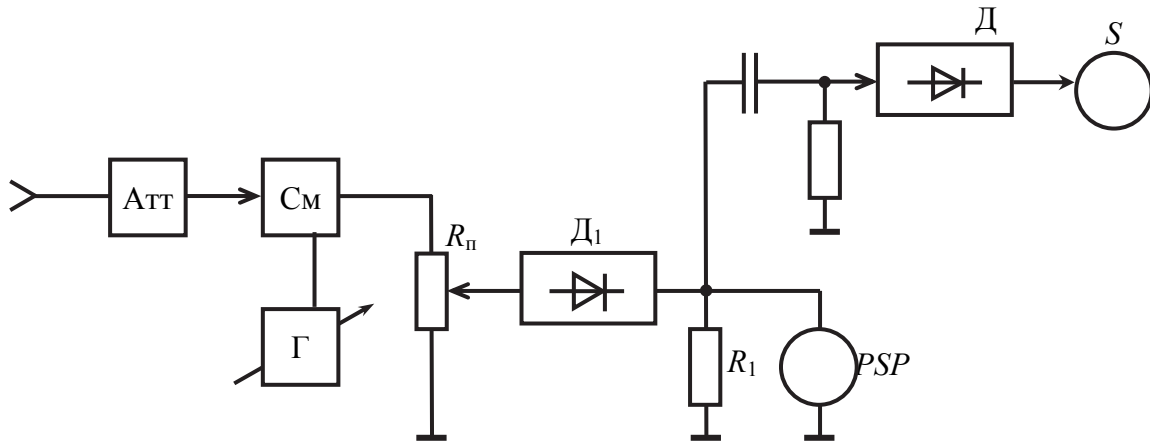


Рис. 10.3. Структурная схема модулометра

АМ-сигнал подается на вход приёмника супергетеродинного типа, в котором осуществляется селекция сигнала и перенос его на промежуточную частоту (ПЧ). Напряжение ПЧ выделяется на сопротивлении  $R_{\text{п}}$ , с которого оно подаётся на первый детектор  $\text{Д}_1$ , выполняющий роль детектора огибающей. На нагрузке детектора выделяется напряжение

$$U_g(t) = k U_0 (1 + M \sin \Omega t), \quad (10.19)$$

где  $k$  – коэффициент передачи детектора  $k \approx 1$ .

Постоянная составляющая этого напряжения  $U_{\text{п}} = kU_0$  вызывает ток  $I_0$ , который в магнитоэлектрическом приборе даёт показания, пропорциональные амплитуде несущей  $U_0$ . Регулируя положение движка  $R_{\text{п}}$ , можно выполнить условие  $I_0 = \text{const}$ .

Переменная составляющая АМ-сигнала, выделившаяся на нагрузке детектора?

$$\sim U_g(t) = k U_0 M \sin \Omega t = k \Delta U \sin \Omega t, \quad (10.20)$$

где  $k \Delta U$  – амплитуда огибающей закона модуляции.

Если измерить диодным вольтметром амплитуду  $k\Delta U$  при  $kU_0 = \text{const}$ , то показания стрелочного прибора вольтметра

$$k \Delta U = k U_0 M = \text{const } M, \quad (10.21)$$

а следовательно, они будут пропорциональны коэффициенту АМ и тогда шкала прибора вольтметра может быть проградуирована в значениях  $M$  в %.

Совершенствуя этот метод измерения, в схему вводят автоматическую стабилизацию несущей, автоматическую настройку на несущую и цифровые индикаторы параметров модуляции.

### ***Погрешности измерения коэффициента АМ.***

Полный анализ погрешностей измерителя АМ представляет достаточно сложную задачу, поэтому рассмотрим причины их возникновения.

Анализ погрешностей измерения существующих конструкций модулометров показывает, что основной вклад в результирующую погрешность вносит нелинейность вольтамперной характеристики (ВАХ) детектора несущей.

Следующими по важности являются:

- погрешность, вызываемая неравномерностью АЧХ всего тракта преобразования сигнала, нелинейностью фазово-частотной характеристики (ФЧХ);
- погрешность, вносимая нелинейностями амплитудных характеристик тракта преобразования сигнала;
- погрешность преобразования амплитудного значения напряжения огибающей в постоянное напряжение, т. е. погрешность, вносимая пиковым детектором;
- погрешность, вносимая нестабильностью установки среднего уровня несущей на входе детектора;
- погрешность, получаемая за счёт перехода паразитной частотой модуляции в амплитудную.

### ***Погрешности, вызываемые неравномерностями АЧХ.***

Неравномерность АЧХ приводит к появлению дополнительного коэффициента гармоник огибающей АМ-сигнала, что вызывает погрешность преобразования пиковым детектором максимального значения напряжения огибающей в постоянное напряжение. Значение этой погрешности является функцией частоты модуляции, а её максимальное значение можно определить по приближенной формуле:

$$\Delta M_{1\max} \approx 0,4(\delta_k)^2, \quad (10.22)$$

где  $\delta_k$  – неравномерность АЧХ в диапазоне частот спектра АМ-сигнала.

В области определения основной погрешности

$$(F_m = 0,4-5 \text{ кГц}) \delta_k < 0,7 \%,$$

откуда

$$\Delta M_{1\max} \approx 0,4 \cdot (0,7)^2 = 0,2 \%. \quad (10.23)$$

В расширенной области модулирующих частот, где  $\delta_k$  может достигать 2 %, дополнительная погрешность составит

$$\Delta M_{\text{доп. max}} \approx 1,6 \%. \quad (10.24)$$

**Неравномерность ФЧХ** может привести к такому сдвигу гармоник огибающей, при котором увеличивается (или уменьшается) напряжение пикового детектора. Значение погрешности является функцией измеряемого  $M$  и ее предельное значение

$$\Delta M_{2\max} = K_r \Delta\varphi, \quad (10.25)$$

где  $\Delta\varphi$  – отклонение ФЧХ от линейного закона;

$K_r$  – коэффициент гармоник огибающей входного сигнала.

Если допустить, что отклонение ФЧХ от линейного закона  $\Delta\varphi < 3^\circ$ , т. е.  $\Delta\varphi \leq 0,005$  радиан, и  $K_r < 2\%$ , то

$$\Delta M_{2\max} \leq 2 \cdot 0,005 = 0,01 \%. \quad (10.26)$$

**Погрешность, вносимая нелинейностью амплитудной характеристики.**

Эта погрешность складывается в основном из погрешности, вносимой преобразованием сигнала в смесителе и нелинейностями АЧХ УПЧ и ФНЧ. При правильном выборе амплитуды входного сигнала для преобразования максимальная погрешность  $\Delta M_{3\max}$  оценивается величиной примерно 0,2 %. Максимальное значение погрешности, получаемое за счет нелинейности АЧХ УПЧ  $\Delta M_{4\max} \approx 0,25\%$ . Для ФНЧ погрешность оценивается значением коэффициента третьей гармоники сигнала:  $\Delta M_{5\max} = K_{r3} \approx 0,05\%$ .

**Погрешность за счет нелинейности ВАХ детектора несущей  $D_1$ .**

Эта погрешность возникает вследствие появления новых гармонических составляющих в напряжении огибающей на выходе детектора. Максимальное значение этой погрешности можно оценить по формуле

$$\Delta M_6 \approx \frac{a_2}{0,5a_3}, \quad (10.27)$$

где  $a_2$  и  $a_3$  – коэффициенты кусочно-линейной аппроксимации детекторной характеристики.

Экспериментальная проверка для  $M = 90\%$  частоты модуляции  $F_m = 1$  кГц и коэффициент гармоник входного сигнала  $K_r = 0,3\%$  даёт значение

$$\Delta M_{6\max} \approx 0,05 \%. \quad (10.28)$$

**Погрешность, вносимая пиковым детектором за счет нелинейности характеристики,**

$$\Delta M_{7\max} \approx 0,1 \%. \quad (10.29)$$

**Погрешность, вносимая за счет перехода паразитной частотной модуляции, имеющейся во входном сигнале, в амплитудную.**

Результирующая погрешность за счет нестабильности работы кольца автоматической стабилизации напряжения не превысит

$$\Delta M_{6\max} \approx 0,2 \%. \quad (10.30)$$

В общем случае, входной сигнал следует записать так:

$$U_{AM}(t) = U_0 (1 + M \sin \Omega t) \sin (\omega t + \beta_n \sin \Omega t), \quad (10.31)$$

где  $\beta_n$  – индекс паразитной частотной модуляции.

При прохождении ЧМ-сигнала через частотно-зависимую цепь, которая занимает весь тракт преобразования сигнала от входа до детектора несущей, появится паразитная АМ, дающая ещё одну составляющую общей погрешности. Для  $\beta_n = 2$

$$\Delta M_{9\max} \approx 0,4 \delta_k. \quad (10.32)$$

Для  $F_M \leq 0,5$  кГц,  $\delta_k < 0,7 \%$  и при  $\beta_n < 2$

$$\Delta M_{9\max} \approx 0,28 \approx 0,3 \%. \quad (10.33)$$

Она будет состоять из двух составляющих: зависящая и независящая от абсолютного значения коэффициента АМ. Для первого случая

$$\Delta M_{\text{сум.}}(M) = \Delta M_2 + \Delta M_4 + \Delta M_5 + \Delta M_6 + \Delta M_7 + \Delta M_8 \approx 1,2 \cdot 10^{-2} M;$$

для второй составляющей:

$$\Delta M_{\text{сум.}}(M) = \Delta M_1 + \Delta M_3 + \Delta M_9 \approx 0,7;$$

общая погрешность измерения:

$$\Delta M \approx 1,2 \cdot 10^{-2} M + 0,7.$$

Это предельное значение погрешности. Можно считать, что реальные значения частных погрешностей распределены по равномерному закону распределения и среднее квадратическое значение общей погрешности

$$S_{\text{сум.}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{\Delta M_2^2 + \Delta M_4^2 + \Delta M_5^2 + \Delta M_6^2 + \Delta M_7^2 + \Delta M_8^2} + \frac{1}{3} \sqrt{\Delta M_1^2 + \Delta M_3^2 + \Delta M_9^2}, \quad (10.34)$$

где  $S_{\text{сум.}} \approx 0,35 \cdot 10^{-5} M + 0,24$  и при  $M = 100 \%$   $S_{\text{сум.}} \approx 0,6 \%$ .

### 10.3. Методы измерения девиации частоты

**Метод измерения девиации частоты с помощью электронно-счётного частотомера** заключается в преобразовании ЧМ-сигнала в сигнал промежуточной частоты, значение которой выбирается близким нулю. Преобразованный сигнал

$$U(t) = U \sin\left(\varepsilon t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t\right) \quad (10.35)$$

подаётся на ЭСЧ. При выполнении ряда условий показания частотомера

$$N \approx \Delta f / (\pi/2). \quad (10.36)$$

Метод применим при больших значениях  $\beta$  ( $\beta > 5$ ).

**Спектральные методы** основаны на свойствах спектрального разложения ЧМ-сигналов. Известно, что при гармоническом законе модуляции сигнал может быть представлен в виде

$$U(t) = U_0 \left\{ J_0(\beta) \sin(\omega_0 t + \beta \sin \Omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} J_k(\beta) \left[ \sin(\omega_0 + k\Omega)t - \sin(\omega_0 - k\Omega)t \right] \right\}, \quad (10.37)$$

где  $J_k(\beta)$  – функция Бесселя первого рода  $k$ -го порядка.

Из формулы следует, что амплитуда любой спектральной составляющей сигнала содержит информацию о параметре модуляции  $\beta$ . Определив  $\beta = \Delta f / F$ , получим значение девиации частоты:  $\Delta f = \beta F$ .

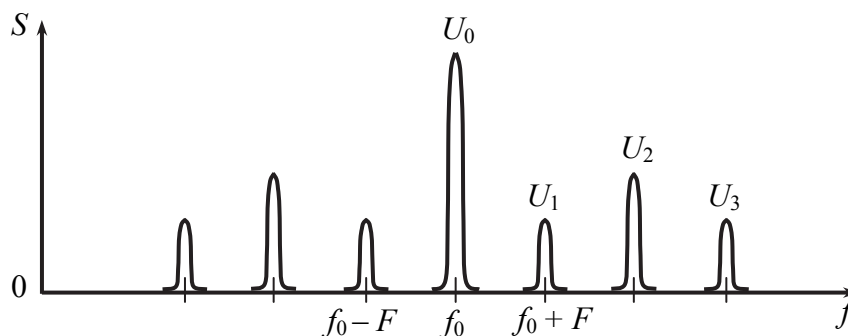


Рис. 10.4. Спектр частотно-модулированного сигнала

Амплитуды боковых составляющих  $n$ -го порядка ЧМ-колебания

$$U_n = U_0 \left| I_n(m_f) \right|, \quad (10.38)$$

где  $U_0$  – амплитуда немодулированного колебания;

$J_n(m_f)$  – функция Бесселя  $n$ -го порядка от аргумента;

$m_f 4_f = \Delta f / F$  – индекс частотной модуляции;

$\Delta f$  – девиация частоты  $f$ .

Наиболее часто используется спектральная составляющая с несущей частотой ЧМ-сигнала  $f = \omega_0 / 2\pi$ . Измерение основывается на соотношении  $U_0 J_0(\beta) = 0$ , что имеет место при  $\beta = \beta_n$ , где  $\beta_n$  –  $n$ -й корень функции Бесселя ( $n = 1, 2, 3 \dots$ ). Указанный метод получил название метода «нулей функции Бесселя».

### ***Метод двойного детектирования.***

Структурная схема измерителя параметров частотной модуляции аналогична структурной схеме измерителя АМ. Отличием является то, что сигнал ПЧ подаётся на вход частотного детектора, а с его выхода – на ФНЧ.

Обычно применяют частотные детекторы следующих видов: частотные на расстроенных контурах; импульсные частотные и частотные на основе линии задержки и фазового дискриминатора.

***Детекторы на расстроенных контурах*** в силу своей широкополосности и сравнительно низких уровней вносимых искажений, что обеспечивается корректирующими цепями, получили широкое применение в контрольно-измерительных приборах аппаратуры связи.

***Импульсные частотные детекторы***, называемые иногда счётными детекторами, отличаются высокой линейностью преобразования.

В основе работы детектора лежит принцип преобразования ЧМ-сигнала в последовательность видеоимпульсов со строго заданными амплитудой и длительностью, частота следования которых соответствует закону модуляции. Таким образом, ЧМ-сигнал преобразуется в сигнал с частотно-импульсной модуляцией. Из полученного импульсного сигнала после амплитудного детектирования выделяются постоянная и переменная составляющие. Первая из них используется в качестве сигнала обратной связи в системе настройки на частоту ПЧ. Переменная составляющая (огibaющая) фильтруется и поступает в тракт НЧ для обработки и определения девиации частоты.

***Частотные детекторы на основе линии задержки и фазового дискриминатора*** характеризуются низким уровнем шумов и поэтому применяются при измерениях шумовой модуляции (рис. 10.5).

Исследуемый ЧМ-сигнал непосредственно и через линию задержки поступает на балансный фазовый детектор. Выходной НЧ-сигнал детектора будет периодической функцией фазового сдвига, обусловленного введённой задержкой  $\tau$ . При выполнении условия равенства амплитуд сигналов на входе детектора  $U(t)$  и  $U(t + \tau)$  сигнал на выходе детектора имеет вид

$$U_{\text{вых}} = 2U_0 \cos(\Delta\omega\tau/4), \quad (10.39)$$

который может быть аппроксимирован пилообразной характеристикой. Значение вводимой задержки  $t$  выбирается из уравнения

$$\omega_0 \tau / 2 = (2n + 1) \pi / 4, \quad (10.40)$$

где  $n = 0, 1, 2$ .

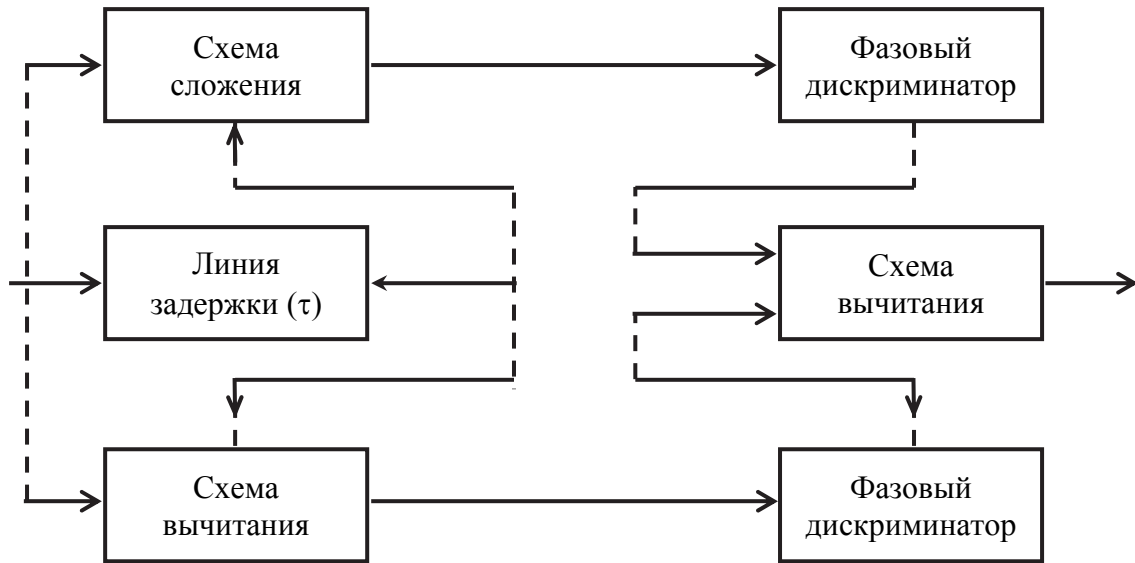


Рис. 10.5. Структурная схема частотного детектора на основе линии задержки и фазового дискриминатора

Кроме изложенного выше метода, основанного на демодуляции сигнала, применяются и другие, использующие различные свойства модулированных сигналов или методы их специальной обработки.

\*\*\*

Данная глава посвящена измерению параметров модулированных сигналов. Одной из основных тенденций развития радиоэлектронных систем, использующих модулированные сигналы, является непрерывное совершенствование их качественных показателей. В значительной мере оно достигается за счет повышения требований к параметрам модулированных сигналов и снижения уровня искажений, вносимых трактами их формирования, передачи и обработки. Необходимость метрологического обеспечения разработки, производства и эксплуатации радиоэлектронных систем определяет круг задач по измерению параметров модулированных сигналов. Главными из них помимо измерения уровня модуляции считаются высококачественная демодуляция сигнала, т. е. выделение закона модуляции,



определение степени соответствия его исходному (заданному) и измерения уровня искажений. Непременным условием при этом является строгая оценка погрешности измерений, от достоверности которой в значительной степени зависит качество создаваемой радиоэлектронной аппаратуры и соответствие ее предъявляемым требованиям в процессе эксплуатации.

В современной аппаратуре требования к разрешающей способности и погрешности измерений параметров модулированных сигналов составляют от десятых до единиц процентов.

Наиболее полно указанные задачи решают специальные средства измерений – измерители модуляций, классифицируемые в соответствии с ГОСТ 15094–69 на следующие виды: измерители коэффициента АМ (С2); измерители девиации частоты (С3); комбинированные приборы, совмещающие указанные выше функции; измерители модуляции (СК3), устройство и принцип действия которых и будет рассмотрено ниже.

### Контрольные вопросы

1. Что такое модуляция?
2. Дайте определение модулированного сигнала.
3. Что принято считать модулирующим сигналом?
4. Какие виды модуляции применяются в радиотехнических системах?
5. Перечислите основные параметры модулированных сигналов.
6. Что называется коэффициентом амплитудной модуляции?
7. Что такое девиация частоты?
8. Что принято считать уровнем искажения закона модуляции?
9. Перечислите методы измерения коэффициента амплитудной модуляции.
10. Каким образом коэффициент АМ может быть измерен с помощью осциллографа?
11. Как осуществляется измерение коэффициента АМ с помощью анализатора спектра?
12. Поясните сущность метода двойного детектирования.
13. Назовите источники погрешности измерения коэффициента АМ.
14. Перечислите методы измерения девиации частоты.
15. Перечислите особенности измерения девиации частоты с помощью электронно-счётного частотомера.
16. Каким образом осуществляется измерение девиации частоты спектральным методом?
17. Где применяется метод двойного детектирования для измерения девиации частоты?

## Глава 11. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

### 11.1. Назначение, классификация, основные требования

Среди радиоизмерительных приборов широкое распространение находят измерительные генераторы, которые обеспечивают формирование стандартного сигнала с заданными параметрами.

Как средство измерения генератор является мерой, предназначенной для воспроизведения мощности (напряжения), частоты и других параметров формы сигнала определенных размеров.

С технической стороны измерительный генератор – экранированный источник электрических сигналов определенной формы, частота, мощность (напряжение) и параметры модуляции которых могут быть фиксированными или регулируемыми в определенных пределах. Пределы регулировки параметров сигнала определяются эксплуатационными характеристиками генератора. К основным техническим характеристикам генераторов относятся:

- диапазон частот, т. е. интервал между предельными значениями частот генерируемых электрических колебаний, для которых нормируются погрешности их установки;
- диапазон изменения выходного напряжения (мощности), т. е. интервал между предельными значениями выходных напряжений (мощности) генератора, для которых нормируется погрешность их установки;
- пределы изменения и отсчета параметра модуляции – это ограниченные значения изменения и отсчета параметра модуляции, имеющие нормированные значения точности.

Согласно ГОСТ 15094–69 к генераторам относятся.

1. Установки для поверки измерительных генераторов (условное обозначение – Г1), обеспечивающие возможность комплексного определения всех параметров генератора с определенной степенью точности.

2. Генераторы шумовых сигналов (Г2), являющиеся источниками электрических шумовых сигналов, значение спектральной плотности мощности которых или мощность шума в требуемой полосе известны.

3. Генераторы низкочастотных сигналов (Г3), являющиеся источниками квазигармонических немодулированных или модулированных сигналов инфразвуковых, звуковых или ультразвуковых частот.

4. Генераторы высокочастотных сигналов (Г4), являющиеся источниками квазигармонических немодулированных или модулированных сигналов высоких и сверхвысоких частот.

5. Генераторы импульсов (Г5), являющиеся источниками одиночных или периодических видеоимпульсных сигналов, форма которых близка к прямоугольной.

6. Генераторы сигналов специальной формы (Г6), являющиеся источниками одиночных или периодических видеоимпульсных сигналов, форма которых отлична от прямоугольной.

7. Генераторы качающейся частоты (Г8), являющиеся источниками квазигармонических сигналов, частота которых автоматически изменяется в пределах устанавливаемой полосы частот.

Одним из основных параметров, определяющим конструктивные особенности генератора, является диапазон генерируемых частот. Классификация измерительных генераторов по диапазону частот приведена в ГОСТ 9788–78 и имеет следующее деление:

- низкочастотные;
- высокочастотные;
- сверхвысокочастотные с коаксиальным выходом;
- сверхвысокочастотные с волновым выходом.

Диапазон частот генератора не всегда укладывается в указанные границы, в этом случае он должен соответствовать требованиям нормативно-технической документации такого вида генератора, к которому он относится большей частью частотного диапазона по коэффициенту перекрытия:

$$K_{\Pi} = f_{\text{в}} / f_{\text{н}}, \quad (11.1)$$

где  $f_{\text{в}}$  и  $f_{\text{н}}$  – верхняя и нижняя граничные частоты диапазона соответственно.

На практике часто требуется воспроизведение формы сигнала с определенным видом модуляции.

По виду модуляции различают генераторы:

- с амплитудной синусоидальной модуляцией (АМ);
- частотной синусоидальной модуляцией (FM);
- амплитудно-импульсной модуляцией (PM);
- частотно-импульсной модуляцией (PT);
- однополосной модуляцией (SM);
- фазово-импульсной модуляцией (ФТ).

Каждый вид модуляции имеет соответствующие основные параметры:

- $M$  – коэффициент модуляции при амплитудной синусоидальной модуляции;
- $\Delta\omega$  – девиация частоты при частотной синусоидальной модуляции;
- $\tau$  – длительность импульса при амплитудной импульсной модуляции;
- $\Delta F$  – сдвиг частоты при частотной импульсной модуляции;
- $\Delta\psi$  – сдвиг фазы при фазовой импульсной модуляции.

По этим параметрам принята система условных обозначений по ГОСТ 10501–74, позволяющая определить, какой параметр имеет калиброванные значения и соответствует ли ему предел допускаемой основной погрешности.

Например, если генератор имеет предел допускаемой основной погрешности по установке частоты  $F$  0,2 %, по установке опорного уровня выходного напряжения  $U$  1 дБ, по установке коэффициента амплитудной модуляции АМ 10 %, то условное обозначение класса точности измерительного генератора имеет вид  $F_{0,2} U_{1 \text{ дБ}} \text{ АМ}_{10}$ .

Рассмотрим более подробно измерительные генераторы.

## 11.2. Генераторы низких частот

### 11.2.1. Назначение генераторов низкочастотных

Генераторы измерительные низкочастотные используются в измерительной технике для исследования и настройки измерительной аппаратуры, низкочастотных каскадов радиоаппаратуры и приборов связи, для снятия частотных характеристик усилителей, фильтров и т. п.

К низкочастотным генераторам относятся источники электрических синусоидальных немодулированных сигналов частотой от 20 Гц до 300 кГц. Некоторые генераторы выпускаются с расширенным диапазоном частот: вниз до единиц герц и вверх до единиц мегагерц (генератор ГЗ-112/1 с диапазоном частот от 10 Гц до 10 МГц). Частота и напряжение (мощность) выходных сигналов генератора плавно регулируются в пределах рабочего диапазона и отсчитываются (устанавливаются) с гарантированной точностью.

### 11.2.2. Метрологические параметры генераторов измерительных низкочастотных

Основные требования, предъявляемые государственными стандартами к низкочастотным генераторам, сводятся к следующему: обеспечение гарантированной точности установки частоты и уровня выходного напряжения, стабильности частоты во времени, требуемого уровня мощности выходного сигнала и малого содержания высших гармонических составляющих в выходном напряжении. Удовлетворить одновременно всем этим требованиям по различным причинам не удаётся. Поэтому выпускаются генераторы, отличающиеся высокой точностью установки одного-двух параметров выходного сигнала: значения частоты и ее стабильности (ГЗ-101, ГЗ-105, ГЗ-108, ГЗ-110), или уровня выходного напряжения (ГЗ-107), или формы кривой (ГЗ-102).

Для низкочастотных генераторов установлены частотные ( $f$ -параметры) и параметры выходного напряжения ( $U$ -параметры). Полный перечень  $f$ - и  $U$ -параметров обязательно приводится в техническом описании и инструкции по эксплуатации каждого генератора.

К числу частотных параметров относятся:

- частота или диапазон частот генерируемых колебаний;
- число поддиапазонов и их номинальные частоты;
- погрешность установки частоты по шкале прибора;
- предел допускаемого изменения частоты при ослаблении уровня выходного сигнала на 10 дБ (для генераторов с калиброванным уровнем выходного напряжения относительно опорного значения);
- нестабильность частоты при неизменяющихся внешних условиях и напряжении питания;
- пределы расстройки частоты (если она имеется) и предел допускаемой основной погрешности установки расстройки частоты.

Параметрами выходного напряжения являются:

- нестабильность уровня выходного напряжения;
- коэффициент гармоник выходного напряжения;
- опорное значение выходного напряжения при работе на согласованную нагрузку;
- основная погрешность установки выходного напряжения;
- сопротивление нагрузки, которое обеспечивает гарантированный уровень выходного напряжения.

Параметры выходного сигнала, влияющие на результат измерения, относятся к метрологическим характеристикам:

- основная погрешность установки частоты по шкале прибора;
- предел допускаемой основной погрешности установки расстройки частоты;
- основная погрешность установки выходного напряжения;
- погрешность коэффициента деления выходного регулятора (аттенюатора, делителя) напряжения;
- коэффициент гармоник выходного напряжения.

Нормы, за пределы которых не должны выходить значения параметров, устанавливаются НТД.

### 11.2.3. Классы точности генераторов

Основной эксплуатационной характеристикой низкочастотных генераторов является класс точности по частотным параметрам и параметрам выходного напряжения. За индекс класса принимается значение основной погрешности установки частоты и опорного уровня выходного напряжения в процентах. Так, обозначение класса точности  $f_2 U_4$  показывает, что ос-

новная погрешность установки частоты и уровня выходного напряжения по шкалам генератора не превышает соответственно 2 и 4 %.

Государственным стандартом установлено шесть классов точности отсчета частоты – 0,1; 0,5; 1,0; 1,5; 2,0; 3,0 и пять классов точности отсчета выходного напряжения – 1,0; 2,0; 2,5; 4,0; 6,0. Стандарт допускает выпуск генераторов более высоких классов точности. При этом индекс класса выбирается из ряда  $K \cdot 10^n$ , где –  $K = 1; 1,5; 2; 3$  или  $5$ , а  $n$  – целое число. Так, генератор ГЗ-110, основная погрешность по частоте которого  $3 \cdot 10^{-5}$ , следует отнести к классу  $f_{3 \cdot 10^{-5}}$ .

Другие метрологические параметры генераторов: нестабильность частоты, коэффициент гармоник, погрешность ослабления аттенюатора, дополнительные погрешности задания частоты и амплитуды устанавливаются НТД и приводятся в техническом описании и инструкции по эксплуатации каждого конкретного типа генератора.

#### 11.2.4. Разновидности генераторов измерительных низкочастотных

По принципу действия низкочастотные генераторы подразделяются на три группы:

- *RC*-генераторы (наиболее многочисленные);
- генераторы с непрерывным перекрытием диапазона частот (на биениях);
- генераторы с диапазонно-кварцевой стабилизацией частоты (ДКС).

Перечень наиболее распространённых генераторов, их основные технические характеристики, тип задающего генератора и отличительные особенности см. в табл. 1.1.

##### 11.2.4.1. *RC*-генераторы

Группа низкочастотных генераторов, находящихся в эксплуатации, состоит из приборов ГЗ-102, ГЗ-106, ГЗ-107, ГЗ-109, ГЗ-112/1 и др.

Характерным для *RC*-генераторов является отсутствие режимов модуляции, повышенные требования к форме генерируемого сигнала, десятикратное перекрытие по частоте по каждому поддиапазону. Запас по краям диапазона устанавливается не менее удвоенного значения основной погрешности по частоте, а в начале и конце поддиапазонов – не менее значения основной погрешности. Некоторые модели *RC*-генераторов выпускаются повышенной мощности (2,5–5 Вт) или с калиброванным уровнем напряжения (мощности).

Структурные схемы всех *RC*-генераторов аналогичны (рис. 11.1). Каждый *RC*-генератор состоит из четырех основных блоков: собственно генератора с самовозбуждением, называемого задающим генератором, усилителя мощности, выходного аттенюатора и блока питания.

Таблица 11.1.1

## Перечень наиболее распространённых генераторов

Тип	Диапазон частоты, Гц	Максимальный выходной сигнал	Коэффициент гармоник	Отличительная особенность	Тип задающего генератора	Примечание
ГЗ-101	$10^3 - 1,99 \cdot 10^6$	1 В	5	Прецизионный по частоте	ДКС	
ГЗ-102	$20 - 200 \cdot 10^3$	8 Вт	0,02–0,2	Прецизионная форма сигнала	RC	
ГЗ-104	$20 - 40 \cdot 10^3$	1,5 В	1–1,5	Непрерывное перекрытие диапазона	На биениях	
ГЗ-105	$10 - 2 \cdot 10^6$	1 В	2	Прецизионный по частоте	ДКС	
ГЗ-106	$20 - 200 \cdot 10^3$	5 В	0,2–1	Портативный для жёстких условий эксплуатации	RC	
ГЗ-107	$20 - 200 \cdot 10^3$	10 В	0,05–0,2	Прецизионный по уровню вых. сигнала	RC	
ГЗ-108	$0,01 - 10^5$	2 В	1	Прецизионный по частоте	ДКС	
ГЗ-109	$20 - 200 \cdot 10^3$	4,5 Вт	0,5–2	Повышенной мощности	ДКС	

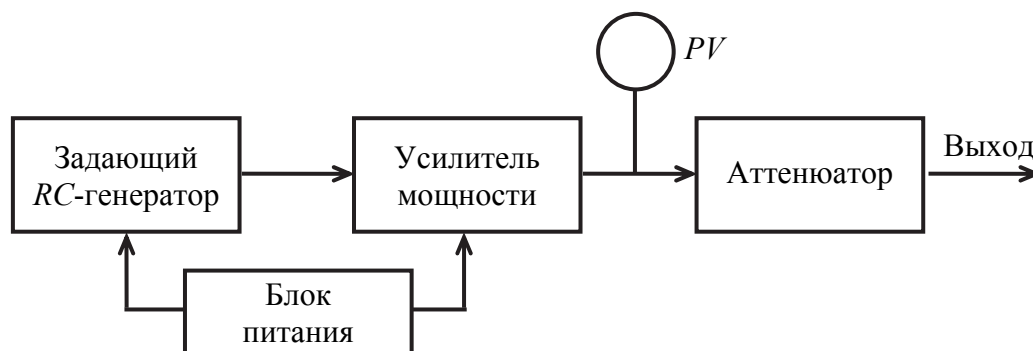


Рис. 11.1. Обобщённая структурная схема RC-генераторов

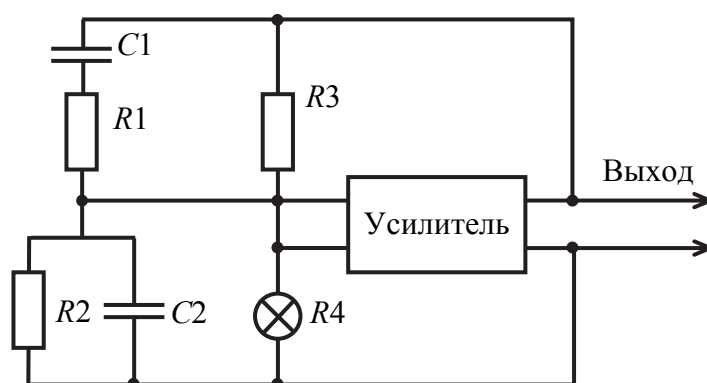


Рис. 11.2. Задающий генератор на основе моста Вина

Задающий генератор представляет собой широкополосный усилитель, охваченный положительной ( $\gamma$ -цепь) и отрицательной ( $\beta$ -цепь) обратными связями (рис. 11.2).

В цепь положительной обратной связи включен мост Вина. Требуемое значение частоты выходного сигнала достигается изменением параметров частотно-зависимой цепи ( $R1 = R2 = R$ ;  $C1 = C2 = C$ ):  $f = \frac{1}{2\pi RC}$ .

Переход от поддиапазона к поддиапазону осуществляется коммутацией конденсаторов постоянной ёмкости или резисторов, плавная регулировка частоты в пределах поддиапазона производится сдвоенным переменным резистором или конденсатором переменной емкости, RC-генераторы имеют, как правило, одну общую шкалу на все поддиапазоны.

Задающий RC-генератор не может отдавать мощность непосредственно в нагрузку, так как подключение ее вызывает уменьшение усиления и нарушение условия самовозбуждения. Поэтому после генератора обязательно ставится усилитель мощности, первый каскад которого предназначен для согласования генератора и усилителя, а последующие каскады – для создания необходимой мощности на нагрузке в диапазоне генерируемых частот.



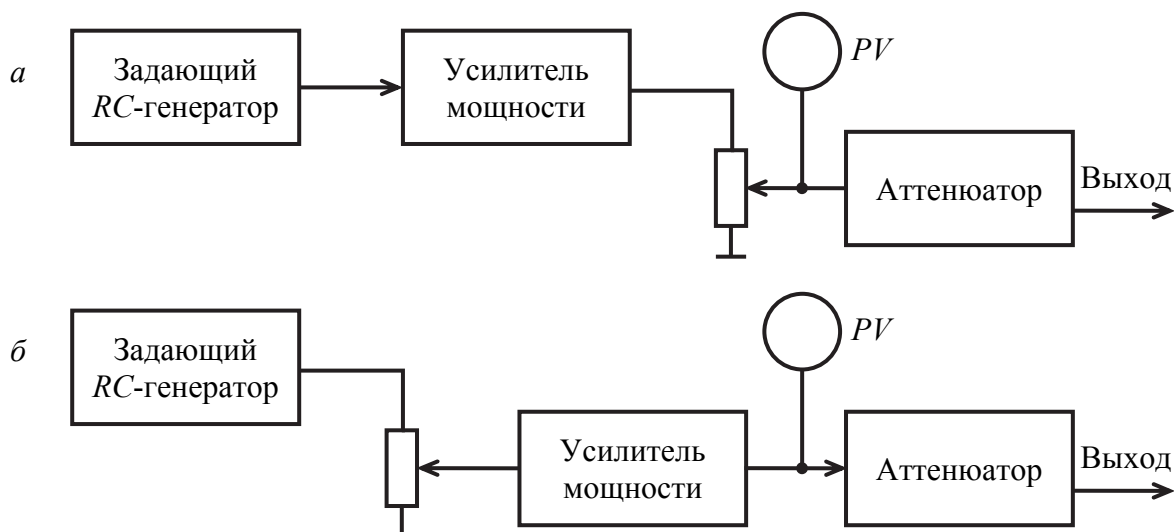


Рис. 11.3. Варианты регулировки уровня выходного сигнала RC-генераторов

Изменение уровня выходного сигнала RC-генератора производится плавной регулировкой напряжения на входе аттенюатора с помощью потенциометра  $R$  (рис. 11.3, *a*) и последующим ослаблением его в аттенюаторе (обычно ступенчатом). У некоторых генераторов потенциометр  $R$  устанавливается на входе усилителя мощности (рис. 11.3, *б*). Аттенюаторы, как правило, выполняются на резисторах.

Чаще всего входное и выходное сопротивления аттенюатора одинаковы (по 600 Ом). Общее затухание аттенюатора выбирается в пределах 60–120 дБ, а затухание одного звена – 10 или 20 дБ.

Напряжение на входе аттенюатора обычно контролируется встроенным вольтметром  $V$ . Аттенюатор и шкала вольтметра откалиброваны для работы на номинальную нагрузку 600 Ом (реже 50 Ом), и все её отклонения от номинальной дают дополнительные погрешности в отсчете. При нулевом ослаблении аттенюатора вольтметр оказывается подключенным непосредственно к нагрузке. Это позволяет отсчитывать напряжение на нагрузке даже в случае, если она отличается от номинальной. Точность отсчёта при этом практически сохраняется. При подключении нагрузки, значительно превышающей 600 Ом, необходимо включить эталонную нагрузку 600 Ом, выключатель которой находится на панели управления генератором.

Работа генератора с повышенным уровнем мощности (ГЗ-56, ГЗ-109) требует тщательного согласования генератора с нагрузкой. Для этого применяют мощные выходные каскады – согласующие трансформаторы Т1 и Т2 (рис. 11.4), каждый из которых работает на одном из участков диапазона частот (например, от 20 Гц до 20 кГц и от 20 до 200 кГц). Вторичные обмотки трансформаторов секционируют. Коммутация витков вторичных

обмоток, соединенных с выходными клеммами генератора, обеспечивают ступенчатое изменение выходного сопротивления. Выходные сопротивления выбираются с учетом назначения измерительных генераторов. Обычно они составляют 5, 50, 600 и 5 000 Ом.

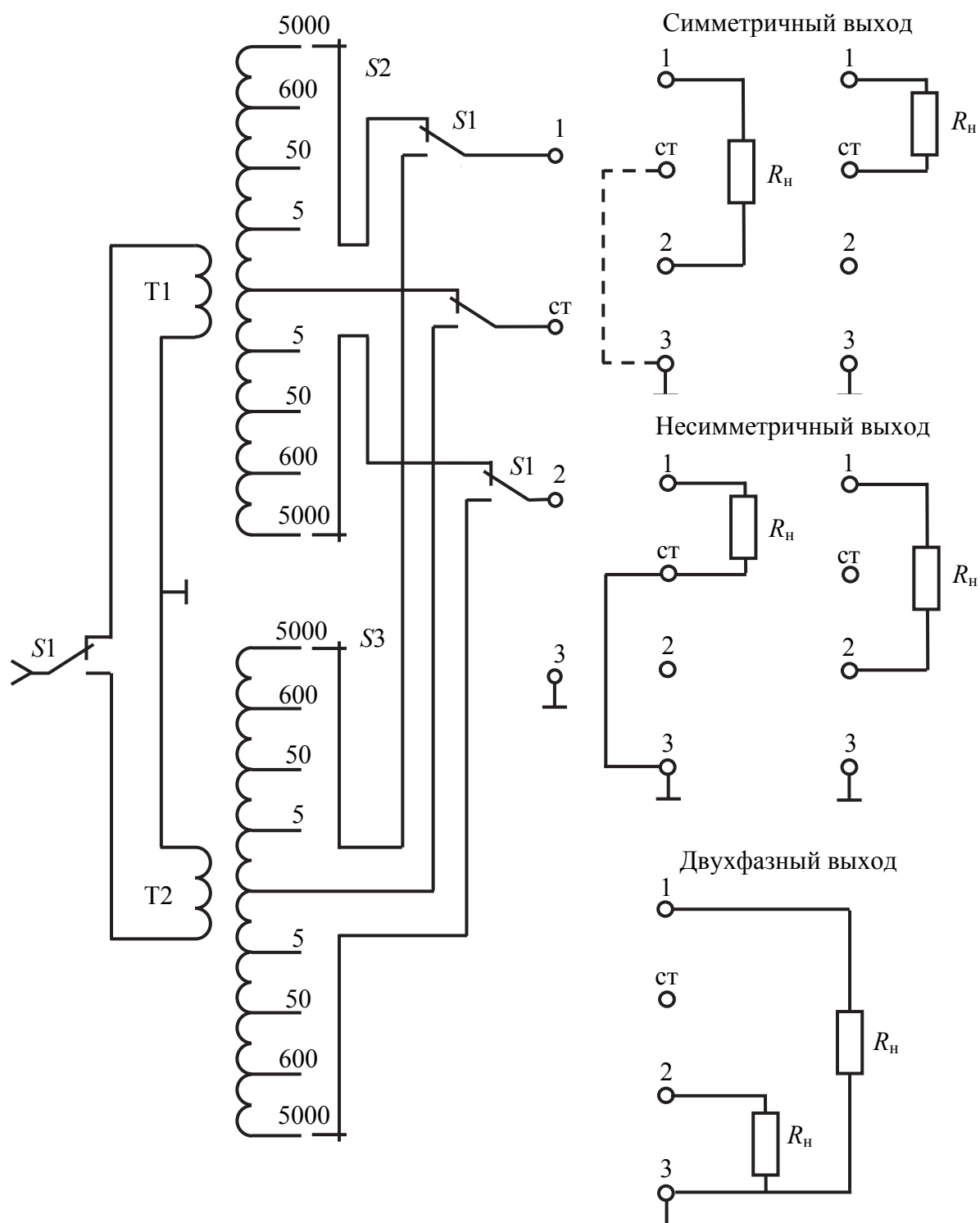


Рис. 11.4. Трансформаторные выходные каскады RC-генераторов

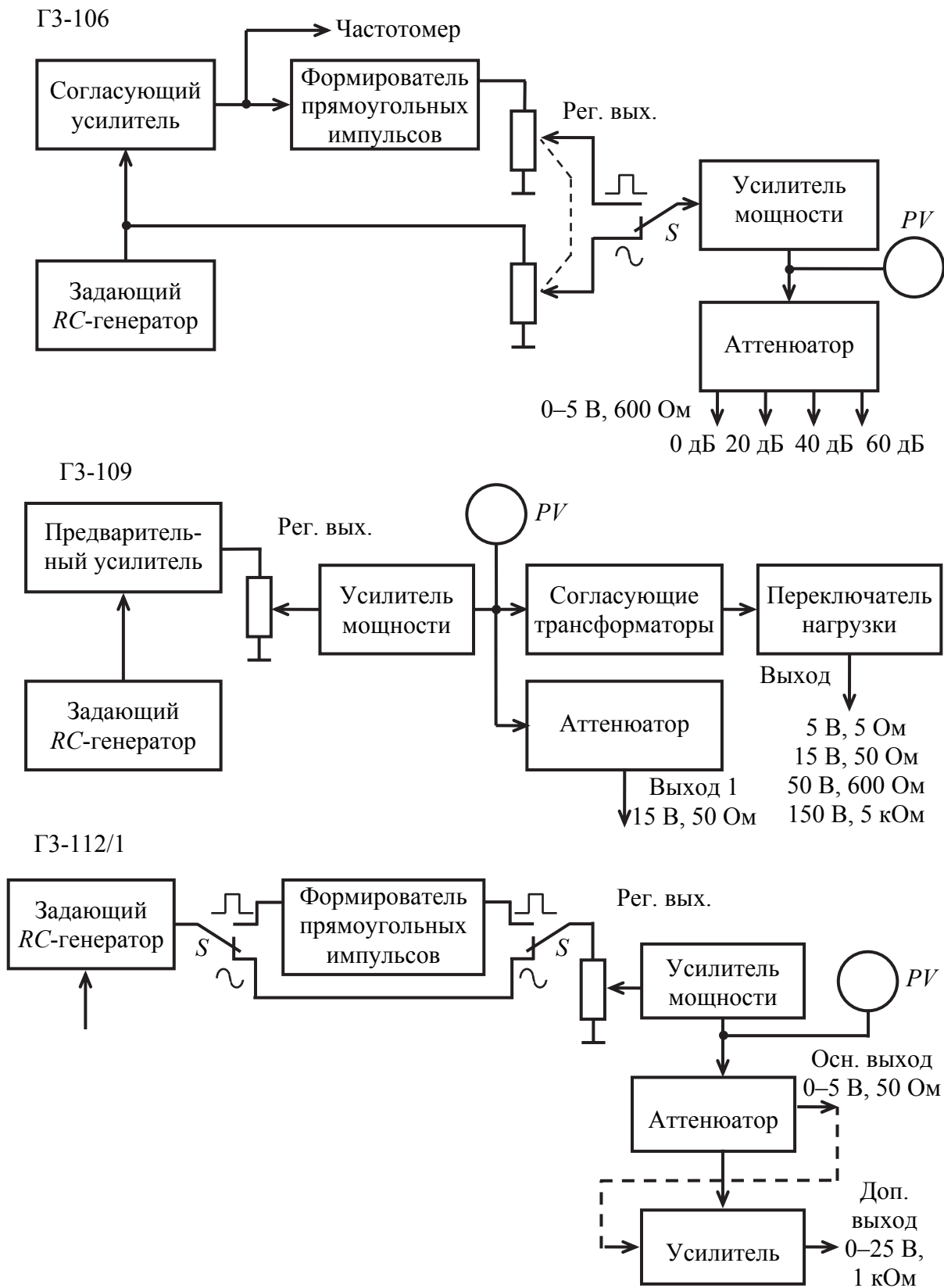


Рис. 11.5. Структурные схемы низкочастотных генераторов

С помощью переключателей  $S1$  включается в работу либо трансформатор  $T1$ , либо трансформатор  $T2$  в зависимости от диапазона частот. Для изменения выходного сопротивления генератора используются спаренные переключатели  $S2$  и  $S3$ .

Подключением нагрузки к различным выходным клеммам обеспечивается получение как симметричного, так и несимметричного выходов генератора, а также двух одинаковых по амплитуде и противоположных по фазе выходных напряжений, что особенно удобно при работе с двухтактными каскадами (рис. 11.4).

Иногда на дополнительных выходах или в дополнительном режиме (например, в генераторах ГЗ-106, ГЗ-112/1) формируются сигналы прямоугольной формы.

Структурные схемы низкочастотных генераторов ГЗ-106, ГЗ-109, ГЗ-112/1 приведены на рис. 11.5, здесь же указаны значения выходных напряжений и выходных сопротивлений генераторов.

#### 11.2.4.2. Генераторы на биениях

Генераторы на биениях предназначаются для снятия амплитудно-частотных характеристик акустических и радиотехнических устройств и отличаются непрерывным перекрытием всего диапазона частот. Генератор ГЗ-104 (рис. 11.6) состоит из двух  $LC$ -генераторов высокой частоты. Один из них ( $G1$ ) вырабатывает напряжение фиксированной частоты 400 кГц, а частоту генератора  $G2$  можно перестраивать в пределах 360–400 кГц. Напряжение обоих генераторов усиливают усилителями ВЧ и подают на входы смесителя. Из выходного сигнала смесителя с помощью фильтра нижних частот  $\Phi$  выделяется гармоническая составляющая, частота которой равна разности частот входных сигналов ( $f_1 - f_2$ ). Сигнал разностной частоты 20 Гц–40 кГц проходит через усилитель низкой частоты НЧ на выходной трансформатор  $Tr$ . Трансформатор обеспечивает работу на одну из нагрузок 600 (основной канал), 50 и 5 Ом.

Главным требованием к  $LC$ -генераторам, входящим в состав генератора на биениях, является малая нестабильность генерируемых частот, так как даже незначительное отклонение частоты каждого из них приводит к большой относительной нестабильности выходной частоты. Поэтому значения относительной нестабильности частоты  $LC$ -генераторов должны быть по возможности одинаковыми. Это достигается тем, что схемы  $LC$ -генераторов выбираются идентичными, а сами  $LC$ -генераторы размещают в одинаковых температурных полях. В этих условиях частоты генераторов под влиянием внешних факторов будут отклоняться в одну и ту же сторону, а разностная выходная частота оставаться неизменной.

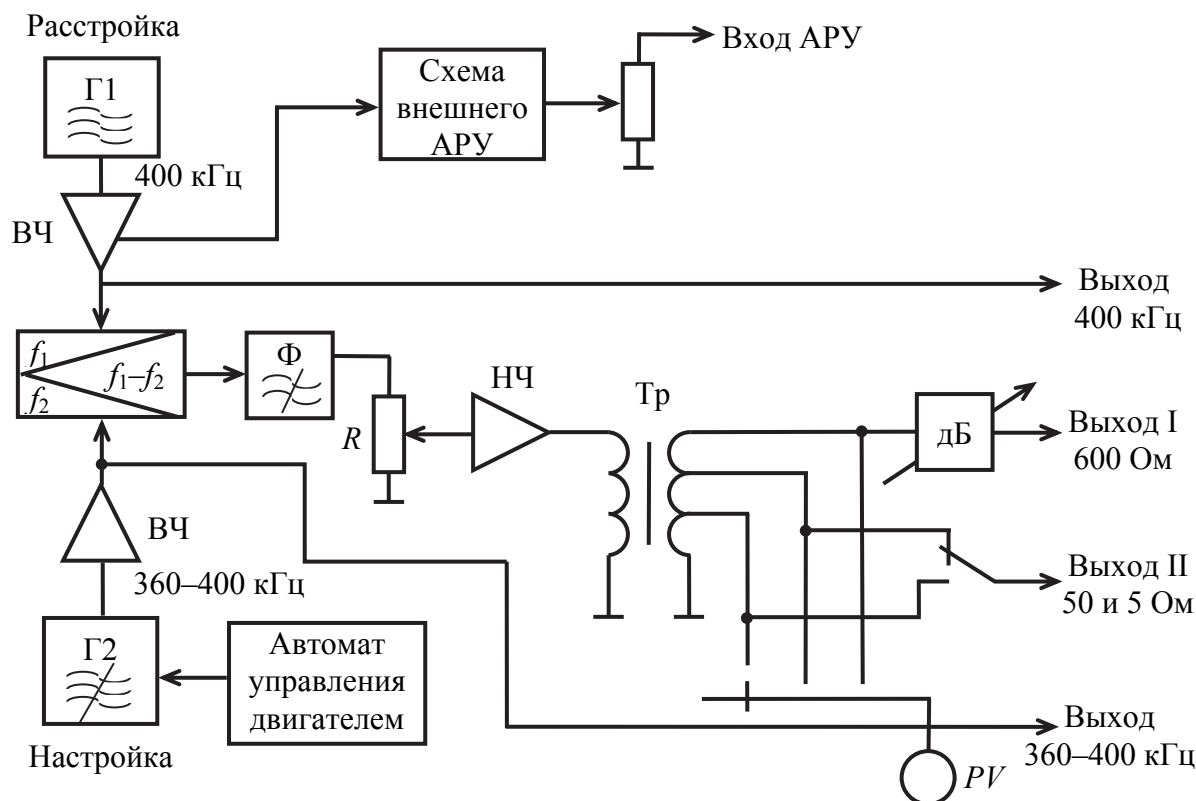


Рис. 11.6. Структурная схема генератора ГЗ-104

В контур генератора Г1 вводится переменный конденсатор небольшой ёмкости, с помощью которого можно перестраивать частоту в пределах  $\pm 100$  Гц. Эта расстройка переносится на выходной сигнал разностной частоты. Поэтому частоту на выходе генератора определяют суммой показаний главной шкалы и шкалы расстройки.

В цепи основного канала имеется аттенуатор на 100 дБ со ступенями ослабления 10 дБ. Плавная регулировка выходного сигнала обеспечивается потенциометром  $R$  на выходе фильтра нижних частот. Отсчет сигнала производится по встроенному вольтметру  $V$ .

Прибор имеет режим автоматической перестройки частоты с временем прохождения диапазона 1, 3 или 10 мин. Для этого в приборе предусмотрен электродвигатель с коммутируемым редуктором и система автоматики, обеспечивающая остановку в любой точке шкалы, возврат к минимальному значению частоты, однократное или многократное прохождение диапазона при любой из трех скоростей.

#### 11.2.4.3. Генераторы с диапазонно-кварцевой стабилизацией

При настройке и испытании многих узкополосных устройств, систем связи, электрических фильтров, систем единого времени, частотомеров и других устройств не представляется возможным использовать обычные

измерительные генераторы с плавной настройкой, так как они не обеспечивают высокой стабильности и точности установки частоты. Для этих целей применяют измерительные генераторы с диапазонно-кварцевой стабилизацией частоты, в основу построения которых положен метод прямого или косвенного синтеза частот. Оба метода позволяют преобразовать синусоидальное напряжение фиксированной частоты в напряжение, частота которого может быть установлена с необходимой дискретностью (например, дискретность установки частоты генератора ГЗ-101 составляет 1 кГц, а генератора ГЗ-110 – 0,01 Гц).

Основная погрешность установки частоты  $f_{\text{вых}}$  таких генераторов лежит в пределах  $(10^{-6} \dots 10^{-7})f_{\text{вых}}$ , а стабильность частоты –  $(10^{-6} \dots 10^{-8})f_{\text{вых}}$ .

Уровень выходного напряжения не превышает 1–2 В. Погрешность установки уровня выходного напряжения достигает 5 и более процентов. Коэффициент гармоник выходного сигнала не выходит за пределы 1–5 %. Некоторые генераторы с диапазонно-кварцевой стабилизацией, кроме синусоидальных, формируют модулированные колебания.

### 11.3. Генераторы инфранизких частот

Измерительные инфранизкочастотные генераторы обычно служат для создания напряжений синусоидальных сигналов с частотами 0,001...20 Гц, хотя верхняя граница частотного диапазона во многих приборах простирается до десятков килогерц и даже до 1 МГц.

Инфранизкочастотные генераторы применяют для исследования, настройки и испытания сервомеханизмов, систем автоматического регулирования, узлов аналоговых вычислительных устройств, различных измерений в указанном диапазоне частот. Общие требования к инфранизкочастотным генераторам в основном такие же, как и к генераторам сигналов низкой частоты.

Структурная схема генератора гармонических сигналов инфранизкой частоты аналогична схемам, приведённым на рис. 11.5. Однако соответствующие узлы генераторов сигнала низких и инфранизких частот могут существенно отличаться друг от друга по своему устройству. Главное отличие заключается в схеме задающего генератора.

Часто задающий генератор представляет собой схему электронной модели колебательного процесса без затухания, описываемого дифференциальным уравнением

$$\frac{d^2 x}{dt^2} + \omega_0^2 x = 0, \quad (11.2)$$

где  $\omega_0 = 2\pi f_0$  – угловая частота собственных колебаний.

Выходной параметр  $x$  модели (напряжение на выходных зажимах)  $x = A \sin (\omega_0 t + \varphi)$ , являющийся решением уравнения (11.2), при соответствующих параметрах модели и есть гармонический сигнал инфранизкой частоты  $f_0$ .

Схемы электронных моделей выполняют из электронных линейных звеньев: усилительного, интегрирующего, суммирующего, инерционного, которые построены на основе усилителя постоянного тока с глубокой отрицательной обратной связью. Схемы также имеют ограничители амплитуды.

В рассматриваемой модели применяют два типа электронных линейных звеньев: усилительное и интегрирующее (рис. 11.7).

Введение в схему усилительного звена вызвано необходимостью изменения знака выходной величины  $x$  первого интегрирующего звена (на рис. 11.7 – правого) перед подачей её на вход второго звена. Усилительное звено имеет коэффициент усиления  $K = -1$  и, следовательно, выполняет только инвертирующую функцию.

Работу схемы описывает дифференциальное уравнение второго порядка:

$$\frac{d^2 u_x}{dt^2} + \frac{\alpha_1 \alpha_2}{R_1 C_1 R_2 C_2} u_x = 0, \quad (11.3)$$

являющееся уравнением электронной модели, изображенной на рис. 11.7. Его решение

$$u_x = U_m \sin (2\pi f_0 t + \varphi) \quad (11.4)$$

определяет изменение напряжения на выходе схемы.

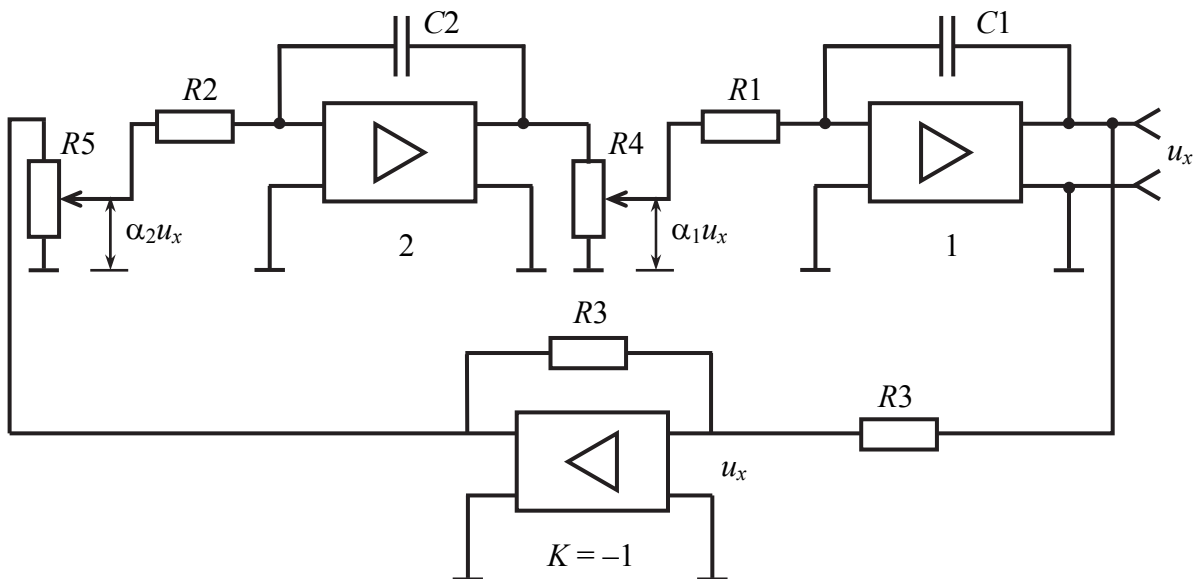


Рис. 11.7. Функциональная схема генератора гармонических сигналов инфранизкой частоты

Сравнение уравнения (11.3) с исходным уравнением (11.2) с учетом того, что  $u_x = m_1 x$ ;  $u_y = m_2 y$  ( $m_1$  и  $m_2$  – коэффициенты пропорциональности), позволяет определить зависимость частоты  $f_0$  выходного напряжения  $u_x$  от параметров схемы:

$$f_0 = \frac{\sqrt{\frac{\alpha_1 \cdot \alpha_2}{R_1 \cdot C_1 \cdot R_2 \cdot C_2}}}{2\pi}. \quad (11.5)$$

Из уравнения (11.5) видим, что частоту можно регулировать как изменением значений  $R$  и  $C$ , так и изменением значений  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ . Первая возможность используется для деления всего диапазона частот на несколько поддиапазонов; вторая – для плавной перестройки частоты внутри поддиапазона.

В случае выполнения условий  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ ;  $R_1 = R_2 = R$  и  $C_1 = C_2 = C$  частота

$$f_0 = \frac{\alpha}{2\pi \cdot R \cdot C}. \quad (11.6)$$

Следовательно, при изменении значения  $\alpha$  частота изменяется по линейному закону.

Часто при работе генератора бывает необходимо получить определенную начальную фазу выходного инфранизкочастотного напряжения. Это достигается установкой начальных значений напряжений  $U_{x0}$  и  $U_{y0}$  на выходах обоих интегрирующих звеньев.

## 11.4. Генераторы высоких частот

### 11.4.1. Назначение генераторов высокочастотных

К высокочастотным генераторам относятся источники электрических синусоидальных немодулированных и модулированных сигналов частотой от 10 кГц до 79 ГГц и выше.

Генераторы сигналов высокочастотные предназначены для настройки, регулировки и контроля высокочастотных радиотехнических устройств, питания энергией измерительных линий, антенн, для измерения параметров электрических цепей с распределёнными постоянными нагрузками и других цепей.

### 11.4.2. Группы генераторов высокочастотных

Номенклатура высокочастотных генераторов очень обширна. Это, как правило, источники электрических колебаний, имеющие режимы амплитудной, частотной, импульсной модуляции или одновременно нескольких видов модуляций.



Ширина частотного диапазона (от 10 кГц до 79 ГГц) обуславливает различие схемных и конструктивных решений, а также метрологических характеристик высокочастотных генераторов. По этому показателю их делят на три группы:

- а) генераторы радиовещательного диапазона (10 кГц–50 МГц);
- б) генераторы метрового и дециметрового диапазона (4–1200 МГц);
- в) генераторы СВЧ-диапазона (свыше 1 ГГц).

В большинстве случаев высокочастотные генераторы содержат лишь аналоговые устройства (задающие генераторы, усилители, фильтры и др.). В последние годы выпускаются также цифровые генераторы, в своей структуре содержащие, наряду с аналоговой, элементы дискретной техники.

### 11.4.3. Параметры генераторов высокочастотных

Для характеристики высокочастотных генераторов государственными стандартами установлены следующие группы параметров:

- ***F-параметры*** (частотные параметры: нестабильность частоты, предел основной и дополнительной погрешности установки частоты по отсчетному устройству, диапазон генерируемых частот);

- ***P-параметры*** (параметры выходной мощности или напряжения опорный уровень выходной мощности, основная и дополнительные погрешности установки уровня выходной мощности или напряжения, основная погрешность установки ослабления аттенюатора, нестабильность опорного уровня выходной мощности);

- ***AM-параметры*** (параметры амплитудной синусоидальной модуляции: частота сигнала внутреннего или внешнего модулятора, пределы изменения коэффициента модуляции, коэффициент гармоник огибающей модулированного выходного сигнала);

- ***FM-параметры*** (параметры частотной синусоидальной модуляции: частота внутреннего и внешнего модулятора, основная погрешность установки девиации частоты по отсчетному устройству, коэффициент гармоник огибающей частотно-модулированного сигнала при частоте модуляции 1 000 Гц);

- ***PM-параметры*** (параметры импульсной модуляции: частота и длительность импульсов от внутреннего модулятора, погрешности установки длительности выходного высокочастотного импульса по отсчетному устройству и др.).

### 11.4.4. Классы точности генераторов высокочастотных

Для каждой группы высокочастотных генераторов установлены классы точности по основным параметрам (табл. 11.2). Индекс класса оз-

начает максимально допустимое значение основной относительной погрешности установки по отсчетному устройству частоты генерируемых колебаний ( $F$ -параметр), коэффициента амплитудной модуляции (АМ-параметр), девиации частоты при частотной модуляции ( $FM$ -параметр), длительности модулирующего импульса при импульсной модуляции ( $PM$ -параметр). По мощности (напряжению) вместо класса точности указывается основная погрешность в децибелах относительно значения мощности 1 Вт (или напряжения 1 В).

Таблица 11.2

Классы точности генераторов высокочастотных

Параметр	Класс точности генераторов		
	радиовещательного диапазона	метрового и дециметрового диапазона с коаксиальным выходом	СВЧ-диапазона с волновым выходом
$F$ -параметры	$F_{0,2}; F_{0,5}; F_{1,0}; F_{2,0}$	$F_{0,01}; F_{0,05}; F_{0,5}; F_{1,0}; F_{1,5}$	$F_{0,02}; F_{0,05}; F_{0,1}; F_{0,2}; F_{0,5}; F_{1,0}$
$P$ -параметры	$P_{0,5} \text{ дБ}; P_{1,0} \text{ дБ}; P_{2} \text{ дБ}$	$P_{0,5} \text{ дБ}; P_{1,0} \text{ дБ}; P_{1,5} \text{ дБ}; P_{2} \text{ дБ}$	$P_{0,5} \text{ дБ}; P_{1,0} \text{ дБ}; P_{1,5} \text{ дБ}$
АМ-параметры	АМ <sub>5</sub> ; АМ <sub>10</sub> ; АМ <sub>20</sub>	АМ <sub>5</sub> ; АМ <sub>10</sub> ; АМ <sub>20</sub>	АМ <sub>5</sub> ; АМ <sub>10</sub> ; АМ <sub>20</sub>
$FM$ -параметры	$FM_5; FM_{10}; FM_{15}$	$FM_5; FM_{10}; FM_{15}; FM_{25}$	$FM_5; FM_{15}; FM_{25}$
$PM$ -параметры	$PM_5; PM_{10}; PM_{25}$	$PM_5; PM_{10}; PM_{15}; PM_{25}$	$PM_5; PM_{10}; PM_{25}$

#### 11.4.5. Генераторы радиовещательного диапазона

Группу генераторов радиовещательного диапазона составляют приборы Г4-73, Г4-102, Г4-106, Г4-117, Г4-118 и др. (табл. 11.3). Для этих генераторов характерно наличие режима амплитудной модуляции и довольно высокие требования к форме огибающей модулированного сигнала, другие режимы модуляции (частотная, импульсная) отсутствуют или имеют вспомогательное значение. Генератор внутреннего модулятора работает на фиксированной частоте 1 000 Гц. Значение модулирующей частоты 1 000 Гц является обязательным для всех высокочастотных генераторов независимо от класса точности.

По принципу действия современные генераторы радиовещательного диапазона весьма схожи между собой. Структурная схема генератора Г4-102 включает (рис. 11.8):

- задающий генератор;
- устройство установки и отсчета коэффициента амплитудной модуляции АМ;
- устройство формирования и отсчета уровня выходного сигнала ФО.

Таблица 11.3

Характеристики генераторов сигналов радиовещательного диапазона

Тип	Диапазон частот, МГц	Выходной сигнал, В	Искажения огибающей при АМ, %	Класс точности	Тип задающего генератора	Основная особенность
Г4-93	0,01–50	1	3( $M = 90\%$ )	$F_{0,5}; U_{0,5}$ дБ; АМ <sub>5</sub>	LC	Повышенная точность
Г4-102	0,1–50	0,5	5( $M = 80\%$ )	$F_{1,0}; U_1$ дБ; АМ <sub>10</sub>	LC	Массовый
Г4-106	0,01–10	0,5	5( $M = 80\%$ )	$F_{1,0}; U_1$ дБ; АМ <sub>10</sub>	LC	Массовый
Г4-118	0,1–30	100	5( $M = 80\%$ )	$F_{1,0}; U_1$ дБ; АМ <sub>10</sub>	LC	Повышенная точность

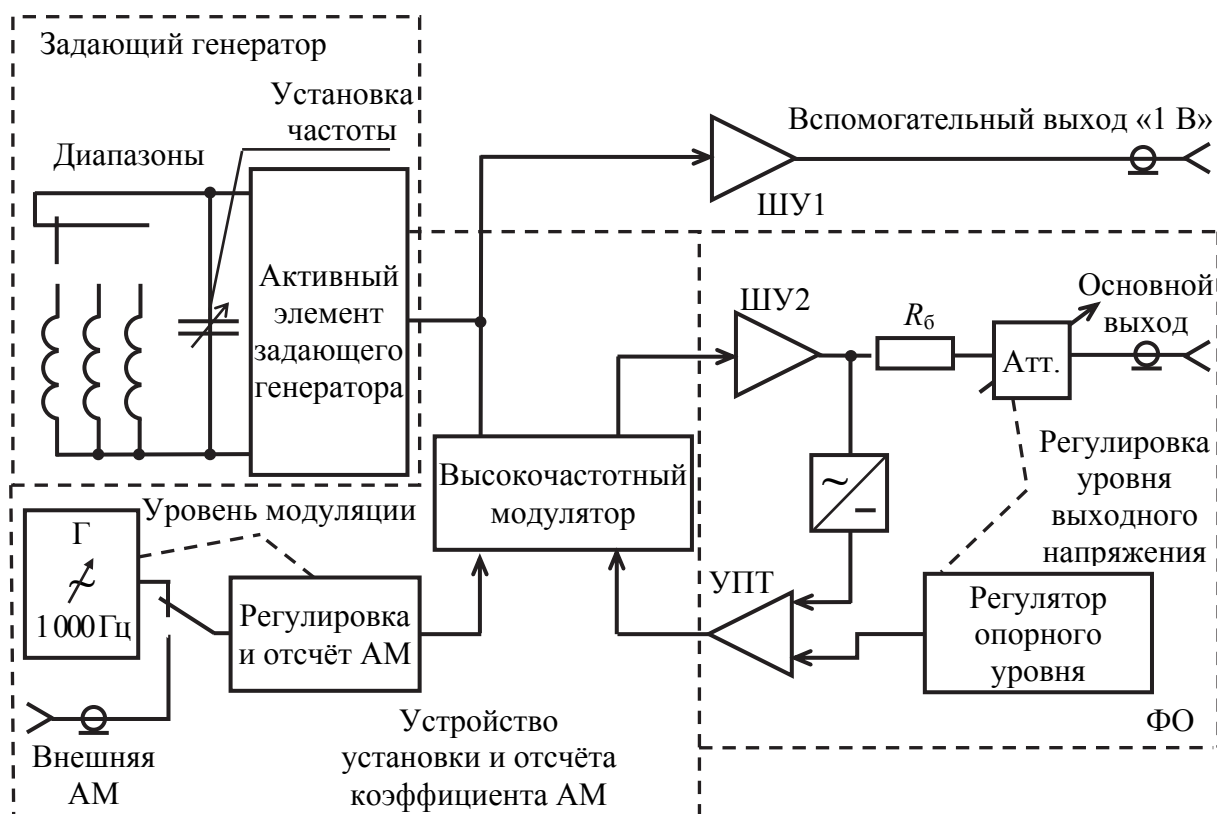


Рис. 11.8. Структурная схема генератора радиовещательного диапазона

Задающий генератор выполнен по индуктивной трёхточечной схеме.

Выбор поддиапазона осуществляется коммутацией контурных катушек индуктивности переключателем  $S$ , а плавная регулировка частоты в пределах поддиапазона – с помощью конденсатора переменной ёмкости  $C$ .

Частота генерируемых колебаний  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  изменяется пропорциональ-

но  $1/\sqrt{LC}$ , поэтому у  $LC$ -генераторов перекрытие по частоте существенно меньше, чем у  $RC$ -генераторов (как правило, на поддиапазоне не более 2–3). Задающий генератор определяет все частотные параметры прибора: диапазоны частот; погрешность установки, стабильность частоты; паразитную девиацию частоты и в значительной степени уровень гармоник выходного сигнала.

Сигнал задающего генератора поступает на вход широкополосного усилителя ШУ1, а затем на гнездо «1 В» вспомогательного выхода, а также на один из выходов высокочастотного модулятора. Напряжение на вспомогательном выходе не модулировано и амплитуда его не регулируется. Этот выход может быть использован для подключения частотомера с целью контроля частоты генератора.

Высокочастотный модулятор совместно с регулятором уровня АМ и генератором 1 000 Гц составляет устройство установки и отсчёта коэффициента АМ. В регуляторе уровня АМ суммируются низкочастотный модулирующий сигнал  $U_H$  частоты 1 000 Гц (рис. 11.9, а) и высокочастотный сигнал  $U_B$  (рис. 11.9, б), амплитуда которого существенно меньше амплитуды низкочастотного сигнала. Результирующий сигнал (рис. 11.9, в) подаётся на вход модулятора, представляющего собой широкополосный усилитель с нелинейной передаточной функцией (рис. 11.10, а), нагруженный на фильтр верхних частот.

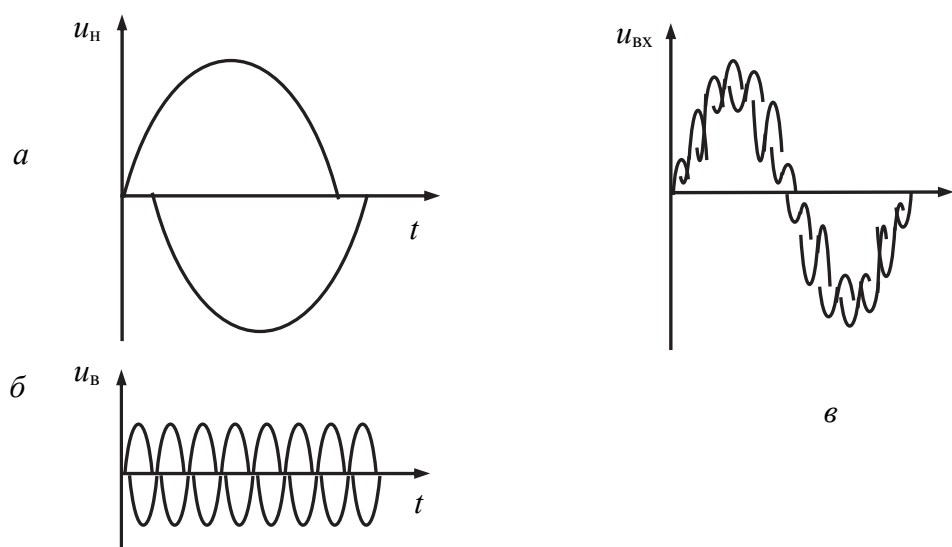


Рис. 11.9. Эпюры напряжения, поясняющие работу устройства установки и отсчёта коэффициента АМ

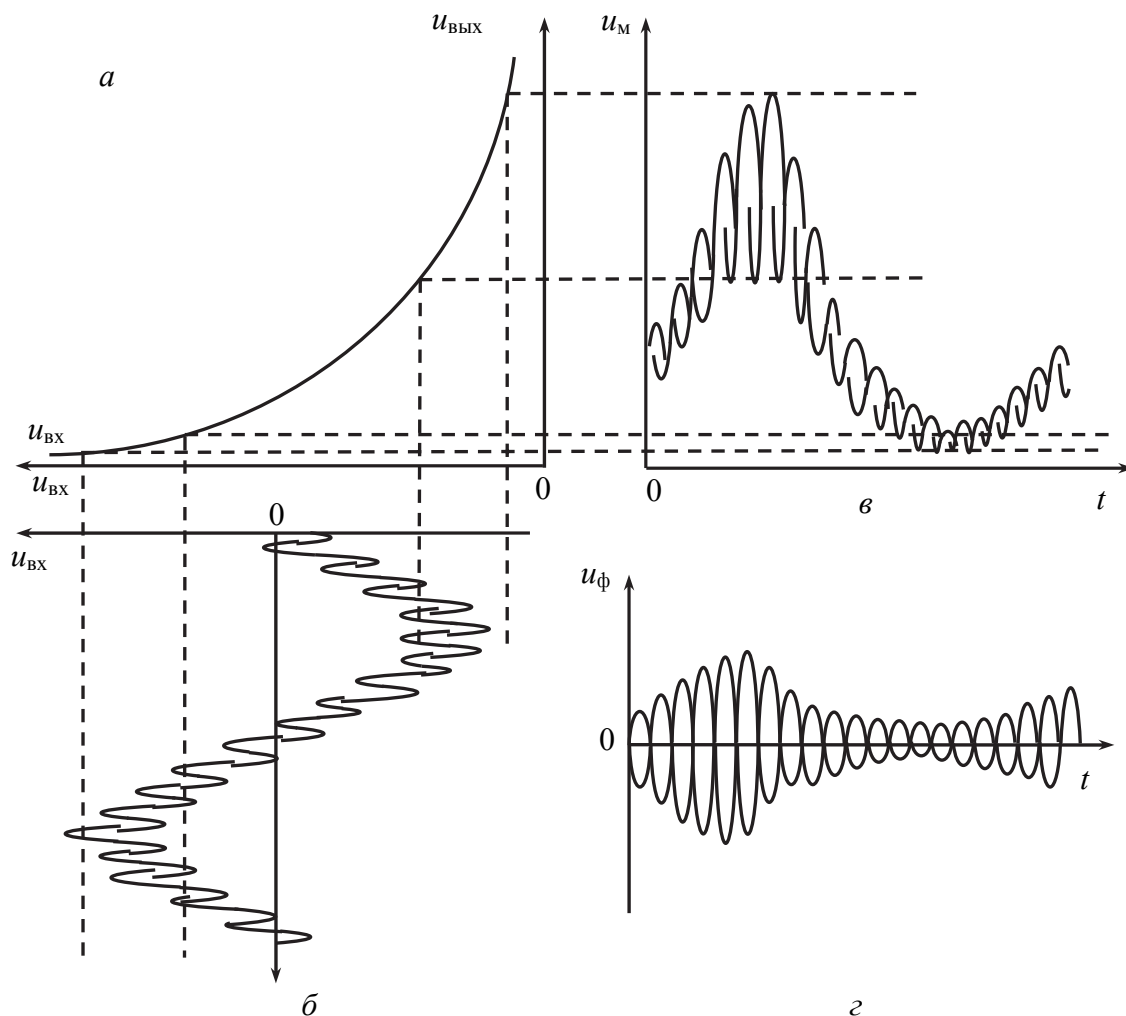


Рис. 11.10. Эпюры напряжения, поясняющие работу модулятора

Под действием сигнала (рис. 11.10, б) рабочая точка усилителя как бы перемещается по нелинейной характеристике (рис. 11.10, а) на участки с различной крутизной, изменяя тем самым коэффициент передачи усилителя. Выходной сигнал усилителя (рис. 11.10, в) поступает в фильтр, подавляющий низкочастотную составляющую 1 000 Гц.

После фильтрации модулирующей частоты выходной высокочастотный сигнал  $U_{\text{Ф}}$  (рис. 11.10, г) оказывается промодулированным по амплитуде. Причем коэффициент модуляции сигнала  $U_{\text{Ф}}$  не зависит от амплитуды высокочастотного несущего колебания, а определяется параметрами модулятора и амплитудным значением модулирующего сигнала. Это позволяет вести регулировку и отсчёт коэффициента модуляции, изменяя и измеряя напряжение звуковой частоты генератора 1 000 Гц, встроенного в корпус прибора, либо внешнего генератора, подключаемого к разъему «ВНЕШНЯЯ АМ». Дискретность регулировки коэффициента модуляции – 10 %.

Устройство обеспечения и регулирования уровня выходного сигнала на основном выходе состоит из широкополосного усилителя (ШУ2), аттенюатора (Атт.), детектора высокочастотных колебаний и дифференциального усилителя постоянного тока (УНТ) с регулируемым опорным напряжением (рис. 11.8). Детектор, усилитель постоянного тока с регулятором опорного напряжения образуют цепь автоматической регулировки уровня сигнала (АРУ).

Сигнал с выхода усилителя ШУ2 поступает на вход детектора и преобразуется в постоянное напряжение. Последнее подается на один из входов дифференциального усилителя УНТ. На второй вход этого же усилителя поступает сигнал от источника постоянного опорного напряжения, уровень которого устанавливается с помощью регулятора. Выходное напряжение дифференциального усилителя, пропорциональное разности входных напряжений, изменяет сигнал на входе широкополосного усилителя ШУ2 так, что уровень выходного напряжения основного канала становится пропорциональным уровню опорного напряжения. При постоянном опорном напряжении система обеспечивает стабилизацию выходного напряжения генератора. Та же система используется для плавного изменения выходного напряжения в пределах 10 дБ с помощью ручек регулятора спорного сигнала. Постоянная времени цепи автоматического регулирования уровня выбрана такой, что система не реагирует на АМ-сигнал, т. е. она поддерживает опорный уровень в заданных пределах и в режиме амплитудной модуляции. Структурная схема генератора Г4-106 (рис. 11.11) в значительной степени повторяет схему прибора Г4-102, но отличается дополнительным устройством для получения АМ-сигналов в диапазоне частот от 10 до 100 кГц. С этой целью в схему прибора введены смеситель и генератор Г1 фиксированной частоты 415 кГц. На один вход смесителя подается напряжение генератора Г1, а на второй вход через высокочастотный модулятор поступает напряжение основного генератора Г2 (модулированное или немодулированное, в зависимости от установленного режима). На выходе смесителя установлен фильтр нижних частот Ф1. При частоте генератора Г2 в пределах 425–515 кГц на его выходе выделяется сигнал частоты 10–100 кГц. Применение метода гетеродинного переноса частоты, реализуемого с помощью смесителя и генератора Г1, позволило сформировать АМ-сигнал на частотах, на которых его получение обычным способом затруднительно.

Метод гетеродинного переноса частоты обычно сопровождается ухудшением точности отсчета частоты в нижней части диапазона. Для компенсации этого недостатка в прибор введен калибратор частоты. Сигнал широкополосного усилителя ШУ1 вспомогательного канала попадает на фильтр Ф2, настроенный на частоту 10 кГц (переключатели  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  –

в положении «1»). Подключив к основному выходу 50-омную нагрузку и установив по шкале основного генератора частоту 10 кГц, шлицом КОРРЕКЦИЯ ЧАСТОТЫ подстраивают частоту генератора Г1 так, чтобы выходная частота прибора стала равной  $10 \text{ кГц} \pm 0,5 \%$ . Индикация настройки осуществляется по максимальному отклонению стрелки гальванометра.

При эксплуатации генератора Г4-106 необходимо учитывать следующее:

- в диапазоне частот 10–100 кГц с вспомогательного выхода в режиме амплитудной модуляции снимается модулированный сигнал, амплитуда которого не превышает 1 В и зависит от уровня сигнала на основном выходе. Это связано с тем, что преобразование частоты сигнала происходит после амплитудного модулятора;
- постоянная времени детектора системы автоматического регулирования уровня (АРУ) при переходе с поддиапазона 10–100 кГц на следующий поддиапазон изменяется, и уровни сигнала частоты 100 кГц на этих поддиапазонах могут отличаться друг от друга при установке одного и того же значения по шкале плавной регулировки.

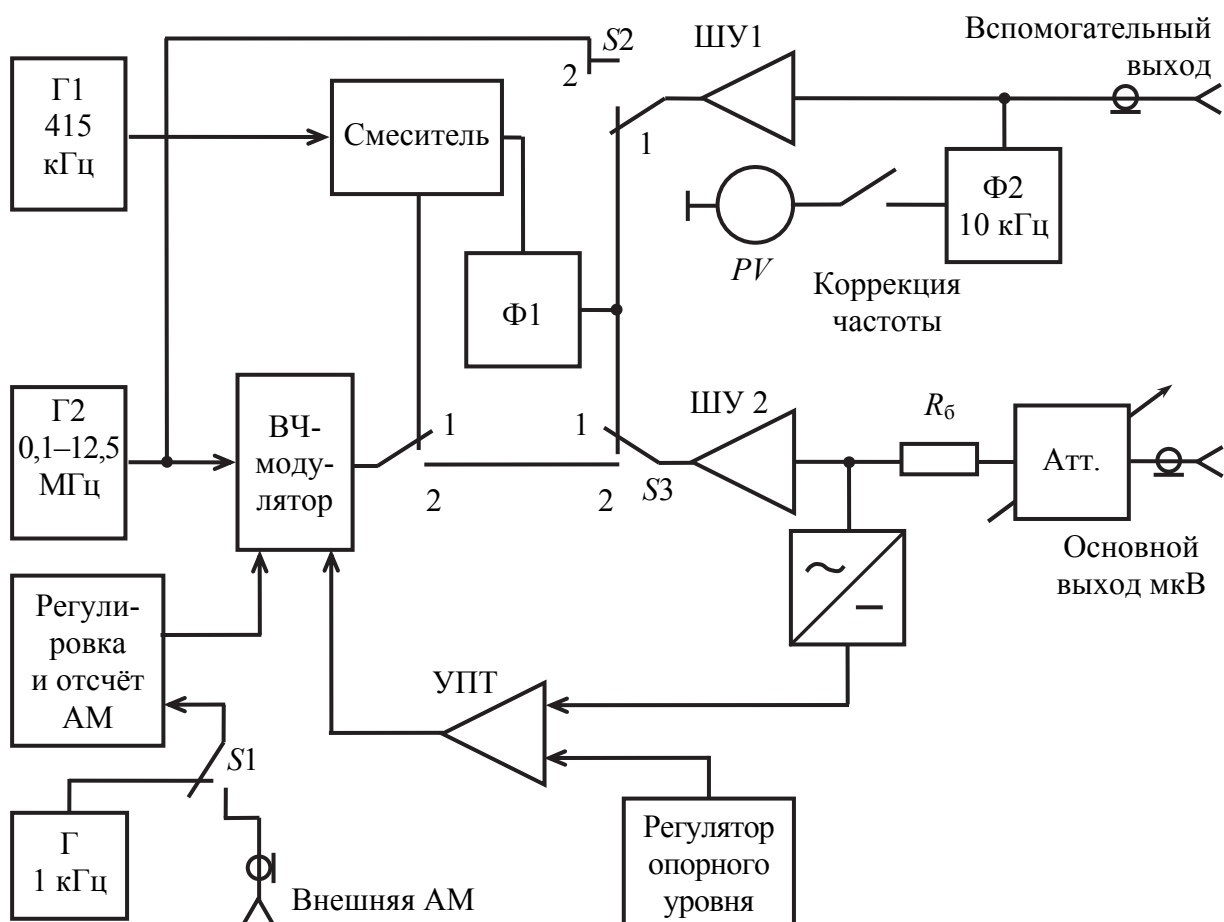


Рис. 11.11. Структурная схема генератора Г4-106

В генераторах радиовещательного диапазона для обеспечения изменения уровня выходного сигнала в широких пределах используются многоступенчатые аттенюаторы, выполняемые на резисторах.

#### 11.4.6. Генераторы метрового и дециметрового диапазонов

Генераторы Г4-76, Г4-107, Г4-116, Г4-120, Г4-129 перекрывают метровый и дециметровый диапазоны (до 1–2 ГГц) и работают практически со всеми видами модуляции. Частота модулирующего сигнала при внутренней частотной синусоидальной, амплитудной синусоидальной и импульсной модуляциях принимается равной 1 000 Гц и является обязательной для высокочастотных генераторов.

Генераторы этой группы отличаются разнообразием технических решений при их построении (табл. 11.4). Часть генераторов построены по типу генераторов радиовещательного диапазона, другие (Г4-76, Г4-120) выполнены однодиапазонными и по способу построения приближаются к генераторам СВЧ. Многие современные генераторы (Г4-107, Г4-116, Г4-128) построены по принципу деления частот.

Таблица 11.4

Основные сведения о некоторых генераторах метрового и дециметрового диапазонов

Тип	Диапазон частот, МГц	Выходной сигнал, В	Режим работы	Основная особенность
Г4-107	12,5–400	1	НГ, АМ, РМ	Универсальный
Г4-116	4–300	1	НГ, АМ, ЧМ, ТМ	Режим ТМ

Здесь: НГ – непрерывная генерация; АМ – амплитудная модуляция; ЧМ – частотная модуляция; РМ – импульсная модуляция; ТМ – модуляция видеосигналом.

Рассмотрим структурную схему генератора Г4-116 (рис. 11.12). Сигнал задающего генератора Г1 с частотой 200–372 МГц смешивается в преобразователе частоты (смеситель) с сигналом фиксированной частоты 72 МГц генератора Г2. Образующийся на выходе преобразователя сигнал разностной частоты 128–300 МГц фильтруется усилителем УПЧ с полосовым фильтром Ф. Настройка полосового фильтра производится варикапами, напряжение смещения на которых изменяется синхронно с настройкой частоты задающего генератора Г1. Переход от поддиапазона к поддиапазону обеспечивается подключением к выходу фильтра цепочки делителей частоты на  $2n$ . Изменение частоты в пределах каждого поддиапазона осуществляется регулировкой частоты генератора Г1.



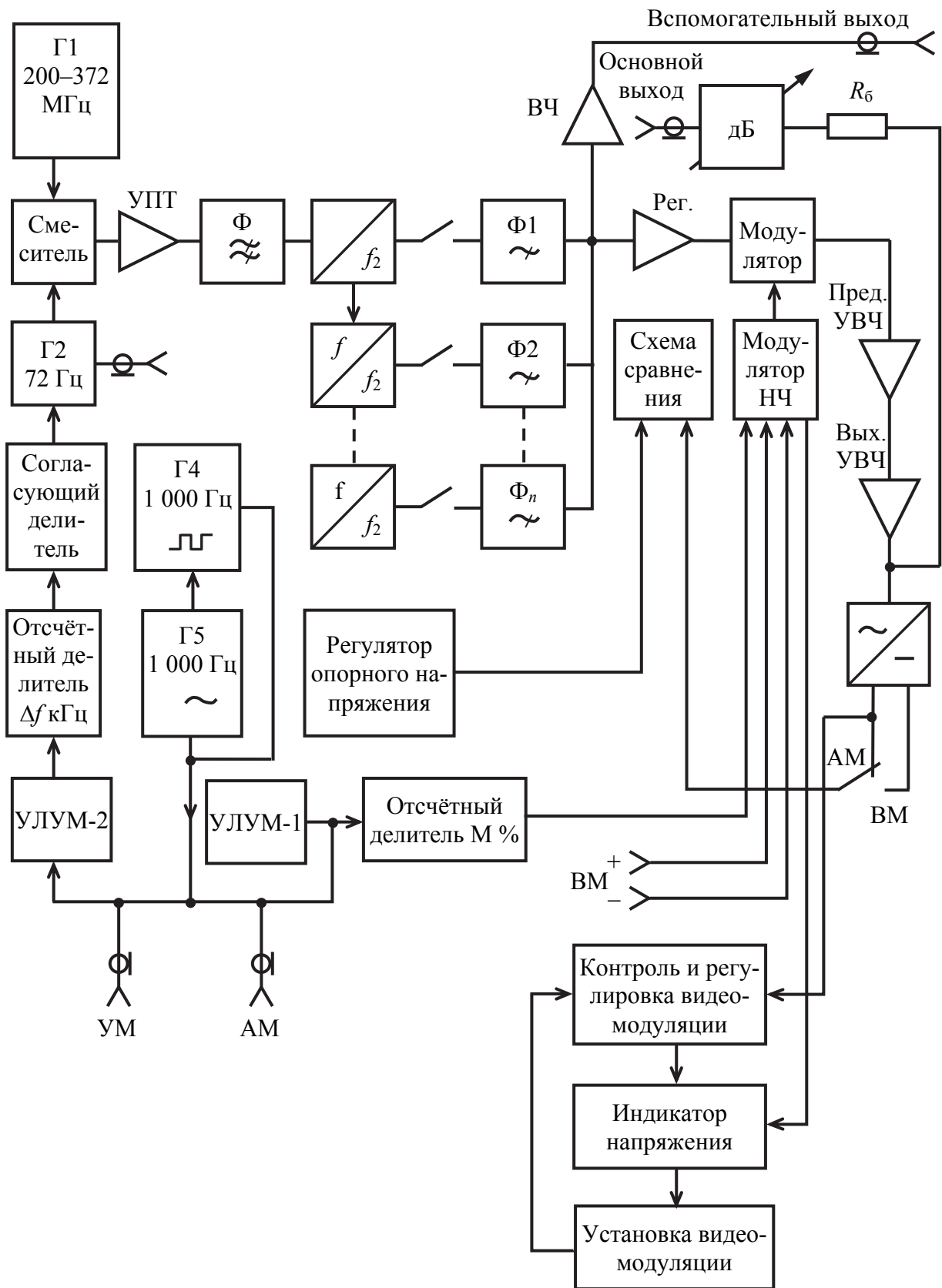


Рис. 11.12. Структурная схема генератора Г4-116

Форма сигналов на выходе делителей частоты сильно отличается от синусоидальной. Для обеспечения малого уровня гармоник в выходном сигнале применяются фильтры  $\Phi_1, \dots, \Phi_n$ , коммутируемые одновременно с переключением поддиапазонов.

После фильтрации сигнал поступает в блок усилителей, состоящий из регулирующего усилителя Рег., модулятора, предварительного ПРЕД. УВЧ и выходного высокочастотного усилителя, а затем через аттенуаторы ( $2 \text{ дБ} \times 10$  и  $20 \text{ дБ} \times 6$ ) – на основной выход прибора.

Устройство автоматического регулирования обеспечивает постоянство уровня выходного напряжения во всех режимах работы прибора. Оно включает в себя детектор средних значений, пиковый детектор, дифференциальный усилитель постоянного тока (схему сравнения) и регулятор опорного напряжения. На один вход дифференциального усилителя подается опорное напряжение, а на второй вход – управляющее напряжение, поступающее с нагрузки пикового детектора (в режиме ВМ) или с нагрузки детектора средних значений (в режиме АМ). С выхода дифференциального усилителя сигнал, пропорциональный разности управляющего и опорного напряжения, передается на регулирующий усилитель.

Изменение напряжения выходного усилителя влечет за собой изменение управляющего напряжения, напряжения дифференциального усилителя и, как следствие, изменение коэффициента передачи регулирующего усилителя, что и обеспечивает постоянство выходного напряжения прибора.

Для модуляции высокочастотного сигнала по амплитуде используется генератор синусоидального напряжения фиксированной частоты 1 000 Гц или видеосигнал внешнего источника. В первом случае модулирующий сигнал поступает на модулятор через устройство автоматической установки модуляции (УАУМ-1) и отсчётный делитель  $M$  (%), а во втором случае – непосредственно на модулятор. Контроль глубины видеомодуляции осуществляется по значению модулирующего напряжения. Для частотной модуляции применяется тот же генератор ГЗ частоты 1 000 Гц, выходной сигнал которого поступает на генератор Г2 через устройство автоматической установки модуляции (УАУМ-2), отсчётный делитель  $\Delta f$  кГц и согласующий делитель. Блок УАУМ-2 обеспечивает постоянство опорного модулирующего напряжения. Значение девиации частоты отсчитывается по уровню модулирующего сигнала.

#### 11.4.7. Генераторы СВЧ-диапазона

Генераторы СВЧ покрывают диапазон частот от 1 до 79 ГГц. По типу выходного разъёма они подразделяются на коаксиальные и волноводные. Частотная граница этих двух групп приборов составляет 7–18 ГГц. Имеется тенденция повышения диапазона частот генераторов с коаксиальным вы-

ходом, так как они более удобны в эксплуатации. Характерным для СВЧ-генераторов является сравнительно небольшое перекрытие по частоте (порядка 2) и однодиапазонное построение. В связи с этим генераторы СВЧ выпускаются, как правило, сериями из однотипных приборов на участки диапазона частот (например, Г4-78, Г4-79, Г4-80, Г4-81, Г4-82, Г4-83, Г4-121, Г4-122, Г4-123, Г4-124).

Типовая структура генераторов СВЧ проста в смысле количества электрических узлов и их электрических связей. В большинстве случаев она содержит задающий генератор, модулятор, аттенюатор и индикатор выхода. В генераторах СВЧ из-за сложности исполнения отсутствуют усилители. Это накладывает определенные трудности при работе с таким прибором, так как на уровень и частоту выходного сигнала влияют подключаемые к генератору объекты. Для исключения этого влияния на выходе генератора подключают развязывающие аттенюаторы с затуханием 10–15 дБ, что приводит к снижению реального уровня выходного сигнала.

Колебательные системы задающих генераторов с коаксиальным выходом выполняются в виде отрезков коаксиальных линий, а на частотах более 1 ГГц – на базе клистронов. В измерительных генераторах с волноводным выводом электромагнитные колебания чаще всего создаются с помощью отражательных клистронов, которые имеют сравнительно малые габариты, позволяют осуществлять механическую и электронную перестройку частоты, обеспечивают выходную мощность до единиц ватт и возможность сравнительно просто, практически без затрат энергии модулировать колебания по частоте и амплитуде. Однако применение клистронов в измерительных генераторах связано с определенными затруднениями, так как клистроны обладают достаточно высокой временной и температурной нестабильностью, а также не позволяют устанавливать частоту колебаний по шкале, что вынуждает снабжать генераторы специальными частотомерами для измерения частоты выходных колебаний.

В последнее время для генерации СВЧ-колебаний широкое применение получают твердотельные диоды Ганна, которые начинают использоваться и в измерительных генераторах с волноводным выходом.

Существенную роль в обеспечении параметров генератора СВЧ имеют механические узлы. Так, отсчет частоты генераторов Г4-78... Г4-83 производится по механическому счетчику, связанному элементом перестройки частоты через линеаризующее устройство. Счетчик повышает разрешающую способность индикации частоты сигнала генератора и упрощает её отсчет.

Съем СВЧ-сигнала с контура задающего генератора осуществляется с помощью подвижных устройств связи – штыря или петли. Для стабили-

зации уровня выходного сигнала при изменении частоты механически связывают съёмники мощности с органами настройки частоты. Замкнутые системы АРУ, характерные для генераторов более низких частот, в генераторах СВЧ не применяются.

Генераторы СВЧ-диапазона имеют встроенный термисторный измеритель мощности. В ряде случаев измеритель мощности не подключен постоянно к тракту (СВЧ-сигнала, как это обычно делается в генераторах более низких частот). Выходной сигнал генератора вначале измеряется измерителем мощности, а затем переключается в нагрузку.

Измеритель девиации частоты выходного сигнала представляет собой частотный детектор, напряжение на выходе которого измеряется пиковым вольтметром.

Параметры импульсной модуляции не измеряются. Они задаются формирующими цепями, обычно являются фиксированными и приводятся в паспортных данных прибора.

Выходное устройство генераторов СВЧ состоит чаще всего из двух поглощающих аттенюаторов, между которыми включен аттенюатор предельного типа. Аттенюаторы поглощающего типа необходимы для согласования предельного аттенюатора по входу и выходу. Общее затухание, вносимое аттенюаторами, достигает 100 дБ. В некоторых генераторах аттенюаторы поглощающего типа делаются фиксированными и их затухание не регулируется.

При работе с генераторами СВЧ (табл. 11.15) необходимо помнить, что генератор должен работать на согласованную нагрузку, соответствующую его выходному сопротивлению. В противном случае погрешность установки мощности на выходе не гарантируется.

Основными узлами генератора Г4-108 (рис. 11.13) являются генераторный блок, аттенюатор Атт., частотомер, усилитель частотомера, делитель мощности, ваттметр, выходной аттенюатор, модулятор.

Генераторный блок содержит два клистрона, которые поочередно подключаются к СВЧ-тракту с помощью волноводного переключателя. Каждый клистрон имеет свой механизм перестройки частоты. Указатель положения перестройки частоты позволяет ориентировочно определять генерируемую частоту.

Точное измерение частоты производится частотомером резонансного типа. Установка уровня мощности, поступающей в СВЧ-тракт от генераторного блока, осуществляется аттенюатором с пределами регулирования от нуля до 30 дБ.

Для измерения мощности используется термисторный ваттметр, подключенный к направленному ответвителю, с помощью которого отбирается часть мощности из основного тракта генератора.

Таблица 11.5

## Основные характеристики генераторов СВЧ

Тип	Диапазон частот, ГГц	Выходной сигнал, мВт	Сечение волновода, импеданс коаксиала, Ом	Режим работы	Основные особенности	Способ построения
Г4-78 Г4-79	1,16–1,78 1,78–2,50	$10^{-12}$ –0,1 $10^{-12}$ –0,1	50 50	НГ, ИМ, ЧМ, АМ НГ, ИМ, ЧМ, АМ	Калиброванный по мощности коаксиальный выход	Отражательный клистрон с внешним резонатором
Г4-80 Г4-81 Г4-82 Г4-83	2,55–4 4–5,6 5,6–7,5 7,5–10,5	$10^{-12}$ –1 $10^{-12}$ –1 $10^{-12}$ –1 $10^{-12}$ –1	50 50 50 50	НГ, ИМ, ЧМ, АМ НГ, ИМ, ЧМ, АМ НГ, ИМ, ЧМ, АМ НГ, ИМ, ЧМ, АМ		Ослабление сигнала с помощью предельного аттенюатора
Г4-90 Г4-91	16,5–25,8 25,8–37,5	$10^{-12}$ –6 $10^{-12}$ –6	11×5,5 7,2×3,4	НГ, ИМ, ЧМ	Калиброванный по мощности волноводный выход	Отражательный клистрон с внутренним резонатором. Ослабление сигнала поляризованным аттенюатором
Г4-104 Г4-105	52,63–78,95 36,145–52,63	4 4	3,6×1,8 5,2×2,6	НГ, ИМ, ЧМ	Калиброванный по мощности волноводный выход	Отражательные клистроны
Г4-108	12,16–14,30 14,30–16,67	$10^{-11}$ –1	16×8	НГ, ИМ	Калиброванный по мощности волноводный выход	Два отражательных клистронов
Г4-111	6–17,85	2–40	50	НГ, ИМ, ЧМ	Некалиброванный по мощности коаксиальный выход	Отражательный клистрон с умножителей частоты
Г4-112	8,5–12,42	$10^{-12}$ –0,1	50	НГ, ИМ, ЧМ	Калиброванный по мощности коаксиальный выход	Диод Ганна с внешним резонатором. Ослабление сигнала предельным аттенюатором

Г4-114 Г4-115	16,5–25,8 25,8–37,5	5 5	11×5,5 1,5×3,4	НГ, ИМ	Некалиброванный по мощности волноводный выход	Отражательные клистроны. Усиление на ЛБВ
Г4-121	0,82–1,8	1–1000	75	НГ, ИМ	Калиброванный по мощности коаксиаль- ный выход	Резонаторы коаксиального типа
Г4-122 Г4-123 Г4-124	1,8–3 3–4,5 4,5–7,5	0,05–50 0,015–15 10 <sup>-3</sup> –5	50 50 50	НГ, ИМ, ЧМ	Калиброванный по мощности волноводный выход	Отражательные клистроны

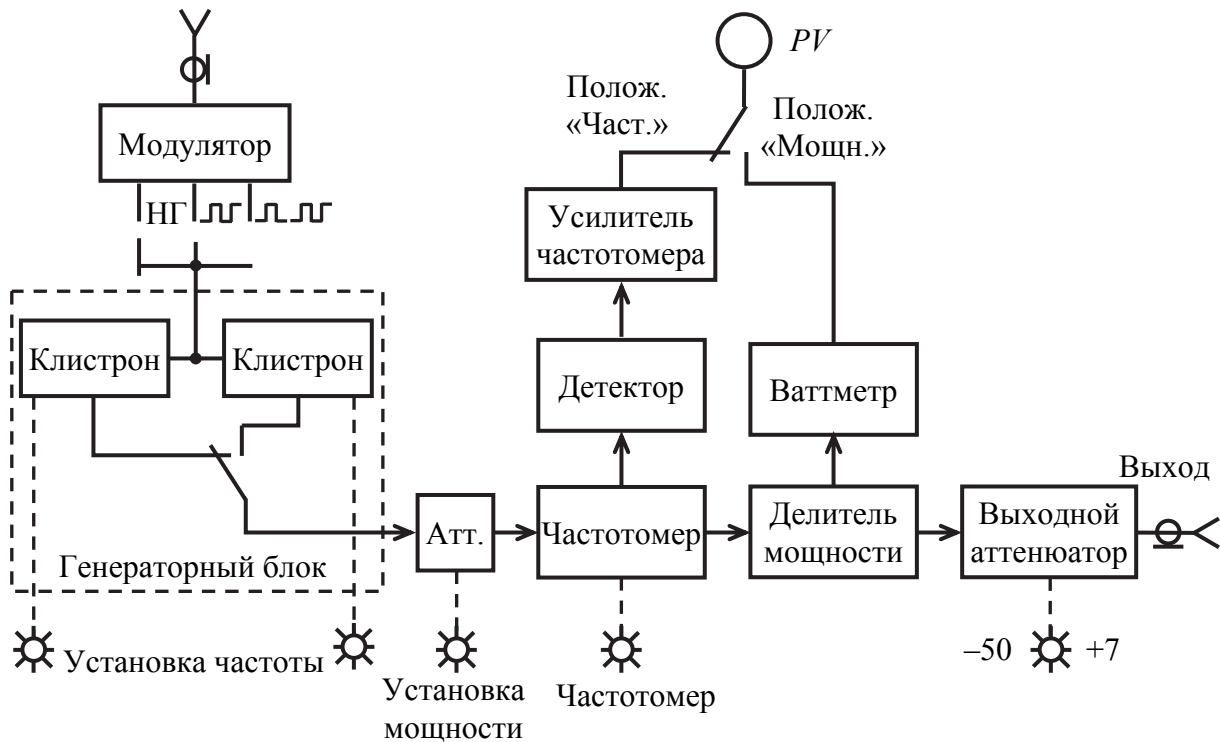


Рис. 11.13. Структурная схема генератора Г4-108

Импульсная модуляция генерируемого сигнала реализуется подачей модулирующего напряжения вида меандр (от внутреннего генератора или от внешнего генератора импульсов) через модулирующий каскад на отражатель клистрона.

#### 11.4.8. Генераторы сигналов высокочастотные цифровые

По своей структуре цифровые генераторы отличаются от аналоговых тем, что кроме традиционных блоков (задающий генератор, усилители и др.) содержат цифро-аналоговые и цифровые устройства, т. е. устройства, осуществляющие преобразования с использованием цифровых сигналов либо над цифровыми сигналами. Цифровыми называют дискретизированные (с периодом дискретизации  $T_T$ ) по времени и квантованные (с шагом квантования  $\Delta_U$ ) по уровню сигналы. Графической интерпретацией цифрового сигнала является последовательность точек на плоскости «время – амплитуда» (рис. 11.14, а). Подобная интерпретация является чистой математической абстракцией, не имеющей физической реализации. Однако, на практике, понятие цифровой сигнал относят к многоуровневым сигналам, в которых сигнал каждого разряда описывается квантованной двухуровневой функцией, непрерывной во времени (рис. 11.14, б). Далее в под цифровым сигналом будем понимать приведённую выше физически реализуемую интерпретацию.

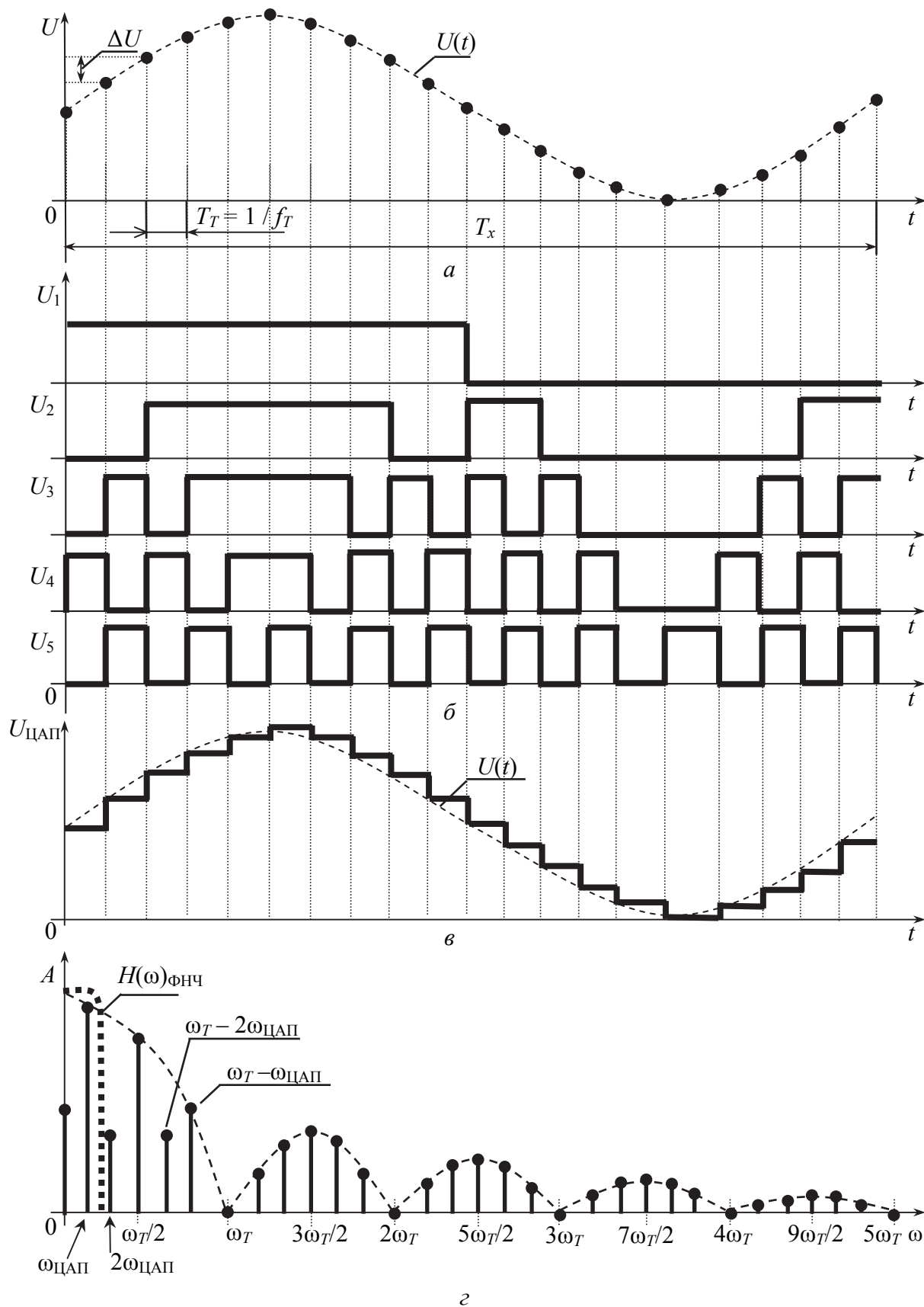


Рис. 11.14. Графическая интерпретация цифрового сигнала



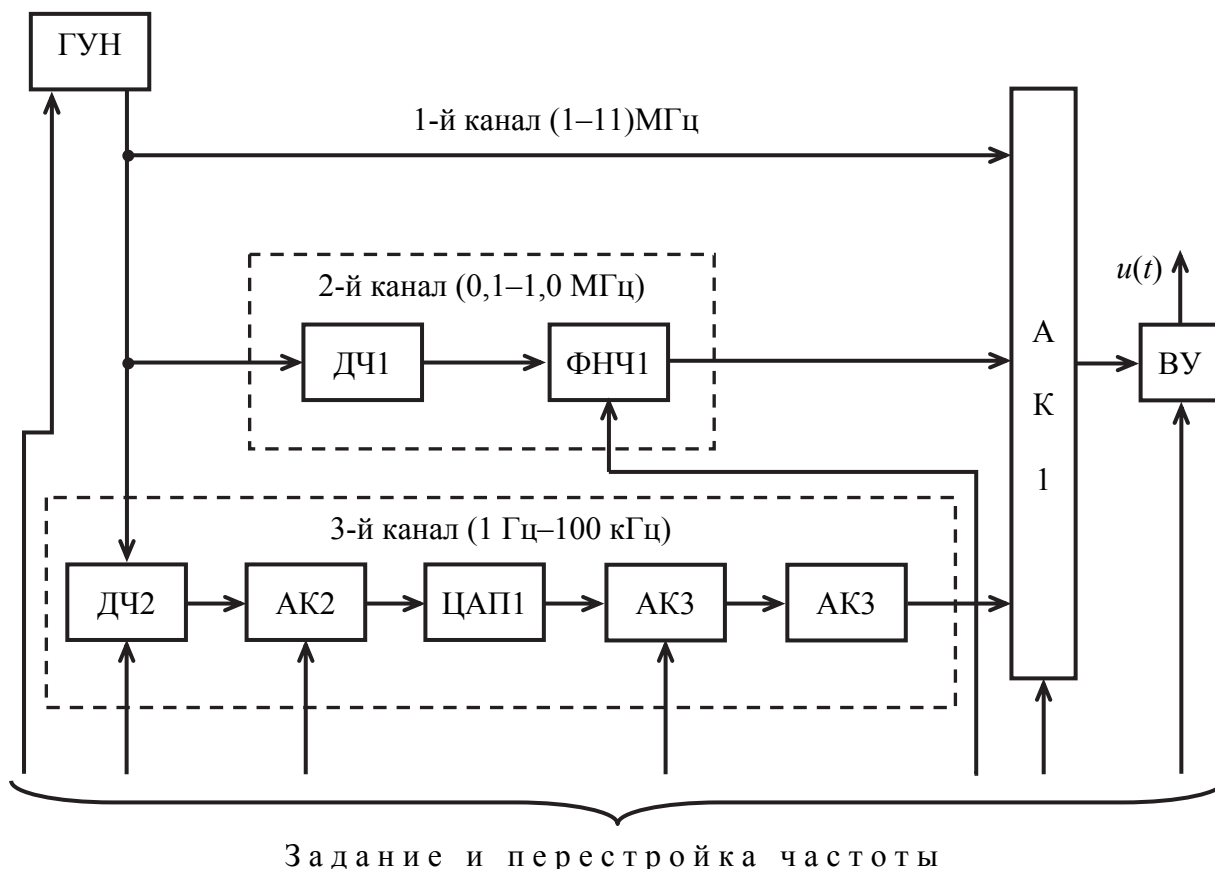


Рис. 11.15. Упрощённая схема цифрового генератора сигналов высокочастотного

Примером цифрового генератора сигналов высокочастотного служит Г4-153 (рис. 11.15), включающий следующие элементы: генератор, управляемый напряжением (ГУН), используемый в качестве задающего; три канала формирования синусоидальных напряжений; аналоговый коммутатор (АК1) и выходное устройство (ВУ). Каждый из каналов формирования представляет собой отдельный независимый генератор синусоидального напряжения (такие генераторы ещё называют синтезаторами частот). Способы формирования частоты, используемые в каналах, отличаются друг от друга.

В первом канале используется аналоговый способ формирования частоты. Синусоидальное напряжение частотой 1,0–11 МГц (первый канал) снимается непосредственно с задающего генератора ГУН и через АК1, ВУ поступает на выходной разъем. Перестройка частоты задающего генератора производится грубо и плавно. Грубая перестройка осуществляется коммутацией трех колебательных контуров, которые с помощью переключающих элементов включаются в различных комбинациях (каждый в отдельности, попарно, все три).

При этом частотный диапазон 1–11 МГц разбивается на семь поддиапазонов: 1,000–1,499; 1,500–2,199; 2,200–3,399; 3,400–4,999; 5,000–7,399; 7,400–9,999; 10,00–11,00 МГц.

Плавная перестройка частоты в пределах каждого поддиапазона реализуется подачей управляющего напряжения на варикапы колебательных контуров.

Во втором канале также используется аналоговый метод формирования синусоидальных колебаний в диапазоне частот 0,1–1 МГц. Отличием от первого канала является наличие между задающим генератором (ГУН) и аналоговым коммутатором (АК1) декадного делителя частоты (ДЧ1) и блока фильтров (ФНЧ1). Принцип действия ДЧ1 состоит в следующем. На вход ДЧ1 с ГУН поступает сигнал синусоидальной формы (рис. 11.16, а), который вначале преобразуется в последовательность прямоугольных импульсов типа «меандр» (рис. 11.16, б). Далее данный сигнал поступает на каскады декадного делителя.

Само название делителя говорит о том, что он осуществляет деление частоты входного сигнала с фиксированным коэффициентом деления, равным 10. В результате с выхода ДЧ1 снимается сигнал типа «меандр», частота которого в 10 раз меньше, чем частота сигнала на входе (рис. 11.16, в). Из теории электрорадиоцепей известно, что спектральный состав сигнала типа «меандр» содержит много гармоник, кратных основной (рис. 11.16, г), поэтому для выделения основной  $\omega_1$  и подавления высших гармоник  $(2k-1) \cdot \omega_1$ , где  $k = \overline{1, \infty}$ , сигнал с выхода ДЧ1 подаётся на блок фильтров низких частот (ФНЧ1). Блок ФНЧ1 содержит шесть отдельных фильтров  $H(\omega)_{\text{ФНЧ}}$  с полосами пропускания: 100,0–149,9; 150,0–219,9; 220,0–339,9; 340,0–499,9; 500,0–39,9; 740,0–999,9 кГц. Переключение фильтров производится одновременно с переключением колебательных контуров ГУН. С выхода ФНЧ1 снимается уже восстановленный аналоговый сигнал  $U(t)$  (рис. 11.16, д) и подаётся на аналоговый коммутатор.

В третьем канале реализуется метод прямого цифрового синтеза. В состав канала входят делитель частоты (ДЧ2), цифроаналоговый преобразователь (ЦАП1), блок фильтров (ФНЧ2) и аналоговые коммутаторы (АК2, АК3). Этот канал обеспечивает формирование частот в диапазоне 10 Гц–100 кГц.

Делитель частоты ДЧ2 предназначен для формирования совокупности (набора) тактовых частот для ЦАП1, кратных  $f_{\text{ГУН}}$ , с коэффициентами 5; 50; 500; 5 000; 50 000 и состоит из последовательно соединённых счётчиков (рис. 11.17). Выходы звеньев ДЧ2 подключаются к входам АК2.

Аналоговый коммутатор АК2 предназначен для подключения тактового входа ЦАП1 к требуемому звену ДЧ2 и представляет собой мультиплексор, на вход управления которого подаётся код установленной частоты.

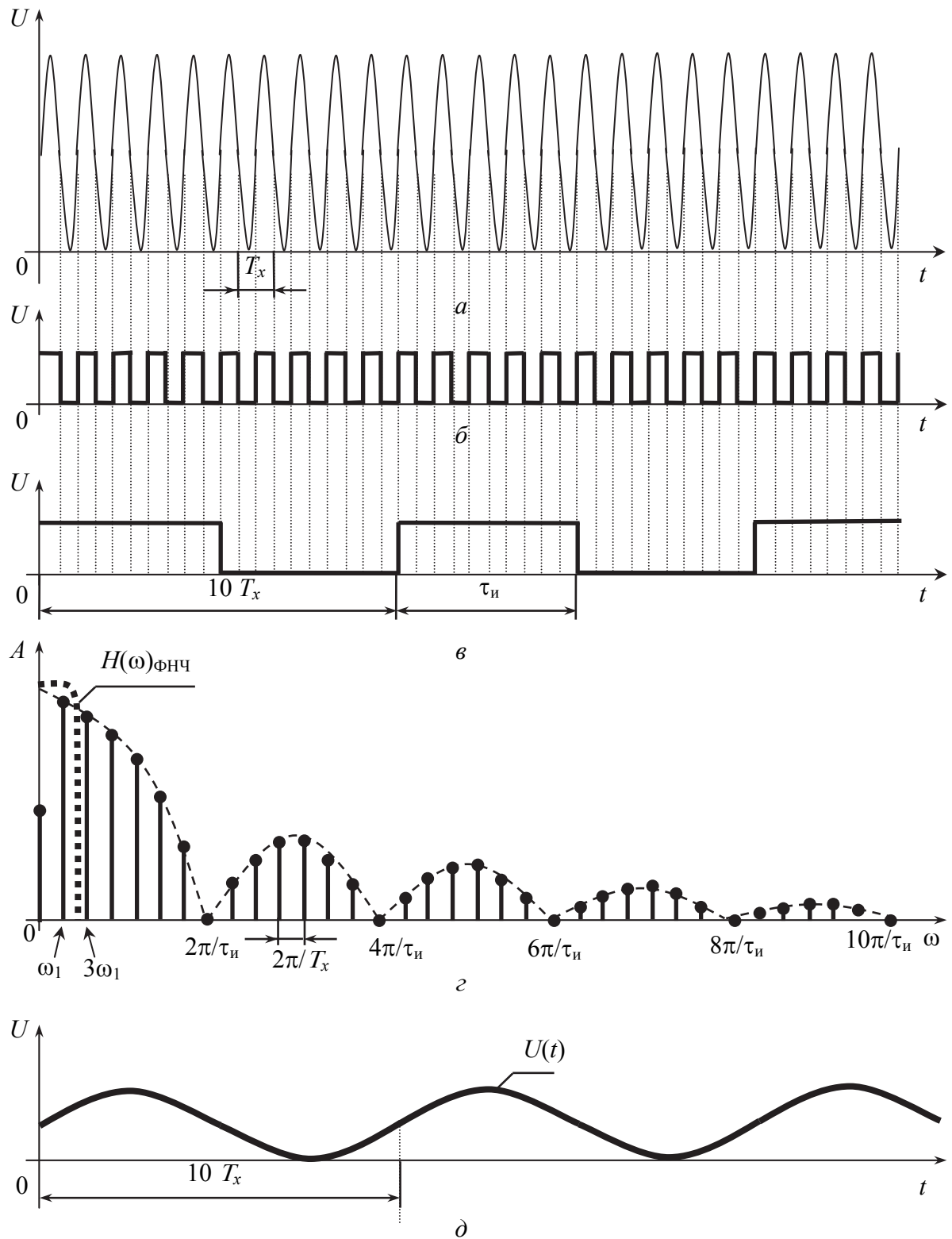


Рис. 11.16. Аналоговый метод формирования синусоидальных колебаний

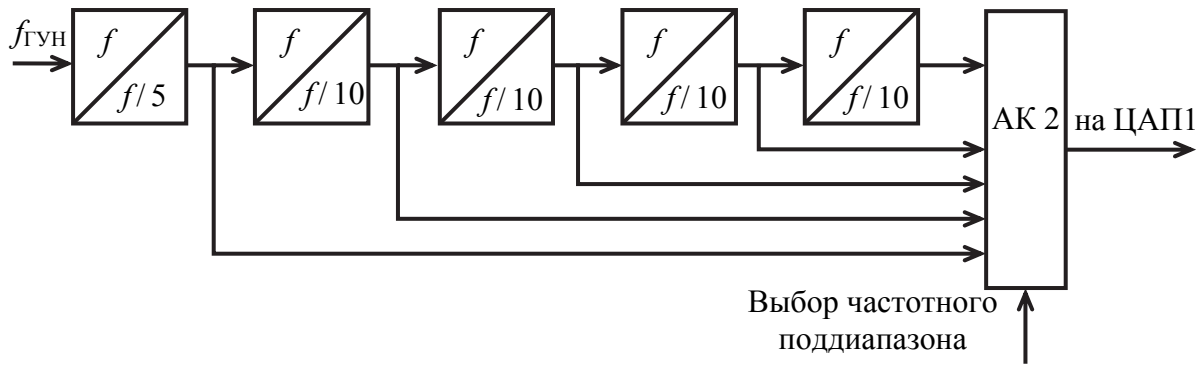


Рис. 11.17. Делитель частоты ДЧ2

Цифро-аналоговый преобразователь ЦАП1 предназначен для преобразования цифровых сигналов (в том понимании, которое было определено выше в начале главы) в квантованный по уровню сигнал (рис. 11.14, в). В своём составе ЦАП1 содержит формирователь цифровых отсчётов напряжения (ФЦОН) табличного типа. Для генератора Г4-153 основой ФЦОН является микросхема постоянного запоминающего устройства (ПЗУ), в которой размещается таблица из 20 значений уровней квантования одного периода гармонического колебания. Каждому уровню квантования соответствует свой цифровой сигнал. С периодом следования тактовой частоты  $f_T$  цифровой сигнал на входе ЦАП1 изменяется таким образом, что позволяет за 20 тактов аппроксимировать один период гармонического колебания кусочно-линейной функцией (получить квантованный сигнал) – рис. 11.14, в. Подобный сигнал имеет дискретный спектр (рис. 11.14, з), в котором помимо основной составляющей, частота которой определяется выражением

$$f_{\text{ЦАП}} = f_{\text{ГУН}} / (20 \cdot q_2), \quad (11.7)$$

где 20 – количество отсчётов на периоде формируемого сигнала;

$q_2$  – коэффициент деления ДЧ2,

содержится большое число гармонических составляющих (гармоник), расположенных на частотах, кратных  $n \cdot f_T \pm f_{\text{ЦАП}}$  ( $n$  – целое число).

Для выделения основной составляющей и подавления гармоник (рис. 11.14, з), в состав третьего канала включён блок фильтров низких частот (ФНЧ2). Блок ФНЧ2 содержит четыре фильтра  $H(\omega)_{\text{ФНЧ}}$  с полосами пропускания: 10–100 Гц; 0.1–1 кГц; 1–10 кГц и 10–100 кГц. Переключение фильтров производится одновременно с ДЧ2.

Для подключения ЦАП1 к ФНЧ2 служит АК3, АК3, представляющий собой демультиплексор, на выходы управления которого поступает код устанавливаемой частоты.

С выхода ФНЧ2 восстановленный (сглаженный) гармонический сигнал  $U(t)$  (рис. 11.14, в) подаётся через АК1 на ВУ.

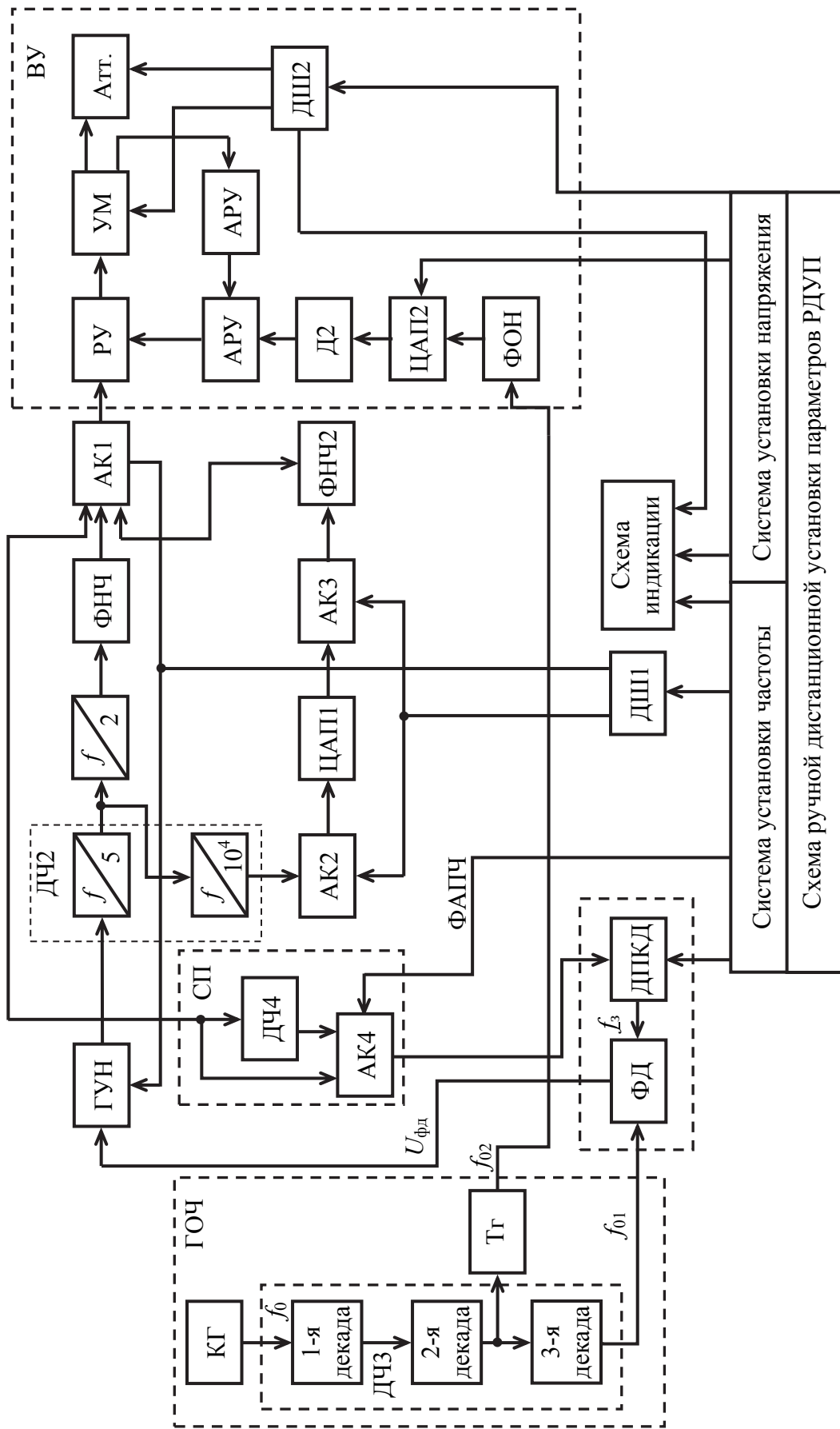


Рис. 11.18. Развёрнутая схема генератора Г4-153

Кроме входов, рассмотренных выше, на схеме (рис. 11.18) изображены:

- генератор образцовой частоты ГОЧ, состоящий из кварцевого генератора КГ, делителя частоты ДЧЗ и триггера ТГ;
- система фазовой автоподстройки частоты ФАПЧ, содержащая фазовый детектор ФД и делитель частоты с переменным коэффициентом деления ДТКД;
- схема привязки СП, в которую входят делитель частоты ДЧ4 и аналоговый коммутатор АК4;
- схема ручной и дистанционной установки параметров (схема РДУП);
- схема индикации и дешифратор ДШ1;
- выходное устройство ВУ, содержащее регулируемый усилитель РУ со схемой автоматической регулировки усиления АРУ, формирователь опорного напряжения ФОН, усилитель мощности УМ, детекторы Д1 и Д2, цифроаналоговый преобразователь ЦАП2, аттенуатор Атт. и дешифратор ДШ2.

Схема РДУП содержит две независимых системы – установки частоты и установки напряжения.

Задание частоты выходного напряжения генератора осуществляется с помощью системы установки частоты, входящей в схему РДУП.

При этом диапазон и поддиапазон частоты выбирается автоматически дешифратором ДШ1, входными сигналами которого производится подключение того или иного колебательного контура в ГУН, управление коммутатором на входе ФНЧ1 и коммутаторами АК1, АК2, АК3.

Напомним, что коммутатор АК1 обеспечивает подключение к выходному устройству ВУ генератора одного из трех каналов формирования синусоидального напряжения, а следовательно, и выбор диапазона частот. Встроенный коммутатор фильтра нижних частот ФНЧ1 предназначен для задания одного из шести поддиапазонов частот в диапазоне 0,1–1,0 МГц, а коммутаторы АК2, АК3 – для задания одного из четырех поддиапазонов частот в диапазоне от 10 Гц до 100 кГц.

Установка конкретного значения частоты выходного напряжения генератора и ее стабильность обеспечиваются синхронизацией частоты ГУН, которая осуществляется системой ФАПЧ. Сигнал с ГУН через схему «привязки» СП подаётся на делитель частоты с переменным коэффициентом деления ДПКД. Схема «привязки» СП служит для задания диапазона частот входного сигнала ДПКД не более 10 МГц, содержит делитель частоты ДЧ4 с коэффициентом деления 10 и аналоговый коммутатор АК4, управляемый схемой РДУП. В зависимости от управляющего сигнала, поступающего со схемы РДУП, коммутатор АК4 пропускает сигнал либо непосредственно с выхода ГУН, либо с выхода ДЧ4. Если частота выходного сигнала ГУН задана в диапазоне 1–9,999 МГц, то через коммутатор АК1 на вход ДПКД подается этот же сигнал без деления частоты. Если частота

выходного сигнала ГУН установлена в диапазоне частот 10–11 МГц, то через коммутатор АК4 на вход ДПКД подается сигнал с делителя ДЧ4, т. е. частота сигнала ГУН делится на 10 и составляет 1–1,1 МГц. Таким образом, во всем рабочем диапазоне частот ГУН 1–11 МГц частота на входе ДПКД находится в диапазоне 1–9,999 МГц.

Для задания конкретного значения частоты выходного напряжения генератора служит ДПКД. Осуществляется задание частоты следующим образом. Оператором, посредством системы установки частоты схемы РДУП, устанавливается определенный коэффициент деления ДПКД, являющийся целым числом. Задающая частота на выходе ДПКД

$$f_3 = f_{\text{ГУН}} / q_4 q_5, \quad (11.8)$$

где  $q_4$  – коэффициент деления частоты схемы «привязки», равный либо 1, либо 10;

$q_5$  – коэффициент деления ДПКД.

Напряжение частотой  $f_3$  с ДПКД подается на один вход фазового детектора ФД, на другой вход которого поступает напряжение высокостабильной частоты  $f_{01} = 1$  кГц, которую получают из кварцевого генератора КГ частотой  $f_0 = 1$  МГц путем деления на коэффициент  $q_3 = 10^3$ , задаваемый делителем частоты ДЧЗ. Напряжение  $U_{\text{ФД}}$  на выходе ФД пропорционально разности частот  $\Delta f = f_3 - f_{01}$ , оно поступает на ГУН и перестраивает его частоту до тех пор, пока частота  $f_3$  напряжения на выходе ДПКД не станет равной 1 кГц. В этот момент процесс перестройки ГУН прекращается, а его выходное напряжение приобретает одно из значений в диапазоне 1–11 МГц, которым определяется требуемое значение частоты выходного напряжения генератора. Пусть, например, на выходе генератора необходимо задать частоту сигнала  $f_x = 10,35$  МГц, которая индицируется на цифровом табло прибора. В этом случае коэффициент деления ДПКД устанавливается равным  $q_5 = 1035$ . Чтобы выполнялось условие  $f_{01} = f_3 = 1$  кГц, на вход ДПКД должна быть подана частота

$$f_3 \cdot 1035 = 1035 \cdot 1,0 \text{ кГц} = 1,035 \text{ МГц},$$

т. е. частоту ГУН необходимо уменьшить в 10 раз. В этом случае схема РДУП устанавливает коммутатор АК4 в состояние, при котором вход ДПКД подключается к выходу делителя ДЧ4.

Если же на выходе прибора необходимо получить, к примеру, частоту сигнала  $f_x = 1,035$  МГц, то коэффициент деления ДПКД по-прежнему устанавливается равным  $q_5 = 1035$ . Очевидно и в этом случае для выполнения условия  $f_3 = f_{01} = 1,0$  кГц на вход ДПКД должна быть подана та же частота  $f_3 \cdot 1035 \cdot 1,0 \text{ кГц} = 1,035 \text{ МГц}$ , поступающая через коммутатор АК4 непосредственно с ГУН.

Рассмотрим назначение и принцип действия выходного устройства ВУ генератора, служащего для задания и стабилизации амплитуды (уровня) выходного напряжения  $u(t)$ . Сигнал, образованный в одном из трех каналов формирования, поступает с выхода коммутатора АК1 через регулируемый усилитель РУ, усилитель мощности УМ и аттенюатор Атт. на выход прибора. Регулируемый усилитель РУ конструктивно расположен на одной плате с аналоговым коммутатором АК1, но схемно его целесообразнее отнести к выходному устройству ВУ прибора, так как он является исполнительным элементом в системе автоматической регулировки усиления уровня выходного напряжения  $u(t)$ . Коэффициент передачи РУ регулируется приложенным к нему управляющим напряжением со схемы АРУ. Усилитель мощности УМ предназначен для усиления сигнала до уровня 10 В, задания напряжения на схему АРУ и ступенчатого ослабления выходного напряжения генератора на 20 дБ.

Стабилизация выходного напряжения генератора осуществляется следующим образом. Сигнал с одного из выходов УМ преобразуется детектором Д1 и подается на схему АРУ, на которую поступает также проректированное детектором Д2 опорное напряжение синусоидальной формы с выхода ЦАП2. Частота опорного напряжения равна  $f_{02} = 5$  кГц и задается ГОЧ посредством деления частоты КГ  $f_0 = 1,0$  МГц в 200 раз, так как  $f_0 / f_{02} = 1,0 \cdot 10^6 / 5 \cdot 10^3 = 200$ .

Для обеспечения такого коэффициента деления используются две декады, 1-я и 2-я, делитель ДЧЗ и триггер Тг. Сигнал на выходе Тг имеет прямоугольную форму типа «меандр», его частота  $f_{02} = 5$  кГц. Этот сигнал подается на формирователь опорного напряжения ФОН, который служит для выделения основной гармоники прямоугольного напряжения с помощью входящего в его состав RC-фильтра. На выходе ФОН формируется опорное синусоидальное напряжение частотой 5 кГц и определенной амплитуды. Это напряжение подается на трехразрядный двоично-десятичный цифроаналоговый преобразователь ЦАП2, служащий для ослабления амплитуды (уровня) опорного напряжения в требуемое число раз. Коэффициент ослабления ЦАП2 задается кодом, поступающим на ЦАП2 с системы установки напряжения СРДУП.

Схема АРУ образует сигнал, пропорциональный разности его входных сигналов, с выходов детекторов Д1 и Д2, который затем усиливается и управляет коэффициентом передачи РУ и, следовательно, амплитудой выходного напряжения УМ и прибора в целом. Таким образом, изменяя с помощью ЦАП2 уровень опорного напряжения, регулируют (или задают) уровень выходного напряжения прибора. Поэтому в техническом описании прибора ЦАП2 называют ЦАП выхода. Управление ЦАП2 осуществляется подачей на него определенного числа импульсов из системы установки на-



пряжения, которая входит в состав РДУП. Поскольку ЦАП2 является трехразрядным, то он обеспечивает разрешающую способность установки амплитуды выходного напряжения, равную единице младшего, третьего разряда верхнего предела каждого поддиапазона. Например, в поддиапазоне 100–999 мкВ разрешающая способность составляет 1 мкВ, в поддиапазоне 1,00–9,99 В она равна 10 мВ и т. д.

Поддиапазоны изменения выходного напряжения генератора задаются встроенным аттенюатором Атт., состоящим из 3 ячеек делителя напряжения на резисторах с коэффициентами ослабления соответственно: 20 дБ, 30 дБ и 40 дБ. Перестройка аттенюатора осуществляется автоматически сигналами, поступающими на него с дешифратора выхода ДШ2. Сигналами этого же ДШ2 управляется мощная ячейка ослабления на 20 дБ, расположенная на выходе УМ, и производится переключение индикаторных лампочек и запятых на отсчетном устройстве схемы индикации. Входным сигналом ДШ2 является код, поступающий на него со схемы РДУП. Встроенный аттенюатор Атт. совместно с ячейкой ослабления УМ обеспечивают задание следующих семи поддиапазонов выходного напряжения: 10,0–99,9 мкВ; 100–999 мкВ; 1,00–9,99 мВ; 10,0–99,9 мВ; 100–999 мВ; 1,00–9,99 В; 10,0–11,0 В.

Рассмотрим принципы установки частоты и уровня (амплитуды) выходного напряжения прибора. И та, и другая операция осуществляется с помощью схемы ручной и дистанционной установки выходных параметров РДУП (рис. 11.19). Сводятся они к записи определенных чисел для каждого из двух параметров соответственно в ДПКД и в ЦАП2 (ЦАП выхода).

В состав РДУП входят датчики ручной установки (РУ), генератор импульсов ГИ, оперативное запоминающее устройство ОЗУ и дешифратор (ДШ) программы.

Коды параметров задаются в виде чисел, записываемых в ОЗУ, с которых они затем передаются в ДПКД и ЦАП2. В режиме ручного управления запись числа в ОЗУ осуществляется последовательным единичным кодом, задаваемым соответствующим датчиком РУ и генератором импульсов ГИ. Каждый датчик РУ имеет свою ручку управления: для установки частоты – «Установка  $f$ », для установки амплитуды выходного напряжения – «Установка  $\ominus \blacktriangleright$ ». Эти ручки выведены на переднюю панель и могут перемещаться влево или вправо относительно центрального положения. Направление смещения ручек управления датчиков РУ определяет направление изменения параметра – увеличение или уменьшение, а величина смещения задает частоту ГИ и тем самым скорость формирования управляющего кода в ОЗУ, а следовательно, скорость перестройки значения параметра.

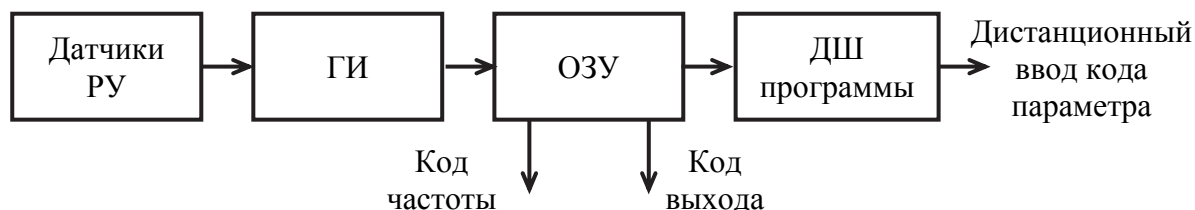


Рис. 11.19. Принцип ручной и дистанционной установки выходных параметров генератора Г4-153

В режиме дистанционного управления запись в ОЗУ числа, пропорционального коду параметра, осуществляется параллельным вводом кода с ДШ программы. Этот код может изменяться по определённой программе, тогда дистанционное управление называют программным.

С выхода ОЗУ код подается также на систему индикации, дешифратор частоты ДШ1 и дешифратор выхода ДШ2, которые, как указывалось выше, управляют соответственно переключением диапазонов частот и диапазонов амплитуд выходного напряжения.

## 11.5. Шумовые генераторы

### 11.5.1. Общие сведения о шумовых генераторах

Шумовым сигналом называется совокупность одновременно существующих электрических колебаний, частоты и амплитуды которых носят случайный характер. Типичным примером шумового сигнала являются электрические флуктуации. Генераторы шума вырабатывают шумовые измерительные радиотехнические сигналы с нормированными статистическими характеристиками.

Генераторы шума применяются в качестве источников флуктуационных помех при исследовании предельной чувствительности радиоприемных и усилительных устройств, в качестве калиброванных источников мощности при измерении напряженности поля или шумов внеземного происхождения, в качестве имитаторов полного сигнала многоканальной аппаратуры связи, для измерения нелинейных искажений и частотных характеристик радиоустройств с помощью анализатора спектра с постоянной полосой пропускания.

Основным требованием, предъявляемым к генераторам шума, является равномерность спектрального состава шумового сигнала в возможно большей полосе частот, от 0 до  $\infty$  («белый» шум), а практически – от единиц герц до десятков гигагерц. Такой измерительный сигнал позволяет исследовать устройство или систему одновременно во всем диапазоне рабочих частот. В реальных генераторах «белый» шум получить невозможно,

но для любого устройства, полоса пропускания которого во много раз меньше спектра шумового сигнала, последний можно считать «белым».

По диапазону генерируемых частот генераторы шума делятся на низкочастотные (20 Гц – 20 кГц и 15 Гц – 6,5 МГц); высокочастотные (1–600 МГц); сверхвысокочастотные (500 МГц – 12 ГГц). Основным узлом шумового генератора – задающий генератор (рис. 11.20).

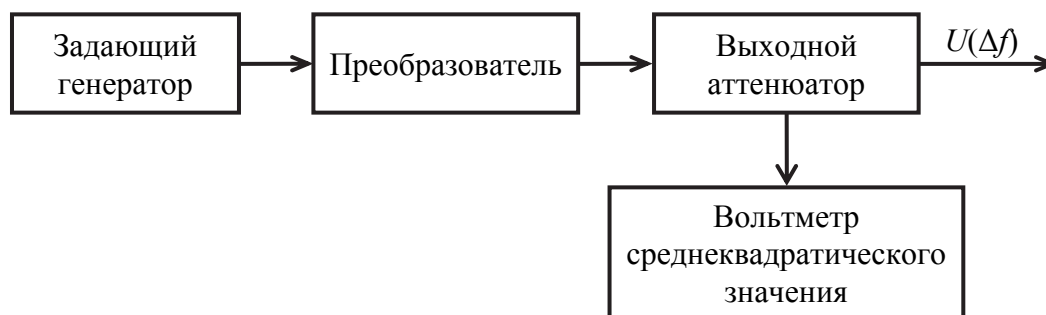


Рис. 11.20. Обобщённая структурная схема генератора шума

Его сигналы должны иметь равномерную спектральную плотность мощности по всей требуемой полосе частот (теоретически это «белый» шум), достаточное выходное напряжение (мощность) шумового сигнала; неизменность и воспроизводимость характеристик шума во времени и при изменении внешних влияний; заменяемость после истечения гарантийного срока работы без нарушения выходных параметров генератора. Наибольшее распространение в качестве источников шума получили резисторы, вакуумные и полупроводниковые диоды, фотоэлектронные умножители и газоразрядные лампы.

Таким образом, в задающем генераторе используются физические явления, при которых возникают достаточно интенсивные шумы со статическими характеристиками и параметрами, поддающимися достаточно несложному математическому анализу.

### 11.5.2. Источники теплового шума

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

$$U^2 = 4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot \Delta f, \quad (11.9)$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/град – постоянная Больцмана;

$T$  – абсолютная температура резистора в градусах Кельвина;

$R$  – сопротивление резистора;

$\Delta f$  – полоса пропускания.

Если нагрузить шумящий резистор другим, равным ему по сопротивлению, то на втором резисторе выделится мощность

$$P_{\text{ш}} = U_{\text{ш}}^2 / 4 \cdot R = k \cdot T \cdot \Delta f_{\text{эт}}. \quad (11.10)$$

Отсюда можно определить спектральную плотность мощности шума:

$$S(f) = P_{\text{ш}} / \Delta f_{\text{эт}} = k \cdot T. \quad (11.11)$$

Спектральная плотность мощности шума резистора при нормальной температуре  $S(f) = k \cdot T_0 = 4 \cdot 10^{-21}$  Вт/Гц. Произведение  $k \cdot T_0$  удобно использовать в качестве единицы спектральной плотности мощности. Например,  $5kT_0$  означает, что температура шумящего резистора в пять раз выше нормальной и спектральная плотность равна  $2 \cdot 10^{-20}$  Вт/Гц.

Из выражения (11.9) можно найти сопротивление резистора:

$$R = U_{\text{ш}}^2 / (4 \cdot k \cdot T \cdot \Delta f_{\text{эт}}), \quad (11.12)$$

отсюда следует, что активные элементы, в которых возникают шумы, можно замещать эквивалентным шумящим резистором, шумовое сопротивление  $R_{\text{ш}}$  которого при нормальной температуре  $T_0$

$$R = U_{\text{ш}}^2 / (4 \cdot k \cdot T_0 \cdot \Delta f_{\text{эт}}). \quad (11.13)$$

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

**Вакуумный диод**, работающий в режиме насыщения, является источником шума вследствие случайного характера процесса термоэлектронной эмиссии. Среднеквадратическое значение шумового тока диода определяется известным выражением

$$i_{\text{ш}} = \sqrt{2eI_s \Delta f},$$

где  $e$  – заряд электрона ( $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл);

$I_s$  – ток насыщения, А;

$\Delta f$  – полоса пропускания устройства, на вход которого поступает ток насыщения диода, Гц.

Вакуумные диоды, например типа 2Д2С, генерируют шум в диапазоне частот 1–600 МГц. Напряжение и уровень спектральной плотности мощности на выходе генератора регулируется изменением тока накала диода.

**Болометрический генератор шума.** К источникам тепловой шумовой мощности относится и болометрический генератор. Болометр пред-

ставляет собой вакуумный стеклянный баллон, внутри которого натянута вольфрамовая нить. Источники теплового шума используются в качестве эталонных генераторов шумовых напряжений, так как расчётные данные хорошо совпадают с практическими результатами.

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

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

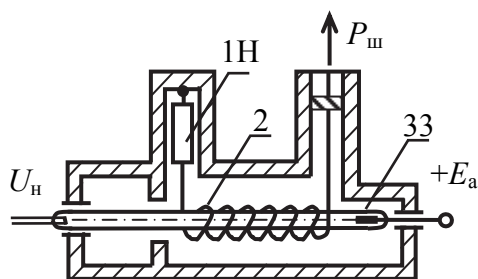


Рис. 11.21. Газоразрядный шумовой генератор

Газоразрядный шумовой генератор (рис. 11.21) выполнен в виде стеклянной трубки, наполненной инертным газом (аргоном или неоном) до давления от сотен до тысяч паскалей. На одном конце трубки расположен прямонакальный или подогреваемый катод, на противоположном – анод. Свойство газоразрядных трубок генерировать шумы обусловлено колебаниями электронов в плазме.

Для практического использования шумового излучения положительного столба ГШТ помещают в специальные генераторные секции. В зависимости от диапазона частот и типа трубки могут быть использованы генераторные секции, выполненные на волноводе, коаксиальной или полосковой линии.

**Волноводные шумовые генераторы** (рис. 11.22) представляют собой отрезок волновода, в центре широкой стенки которого под малым углом ( $7...15^\circ$ ) помещается ГШТ. Наклонное положение трубки в волноводе обеспечивает при разряде равномерное внесение потерь на достаточной длине линии, благодаря чему достигается удовлетворительное согласование ГШТ с линией передачи в широком диапазоне частот.

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

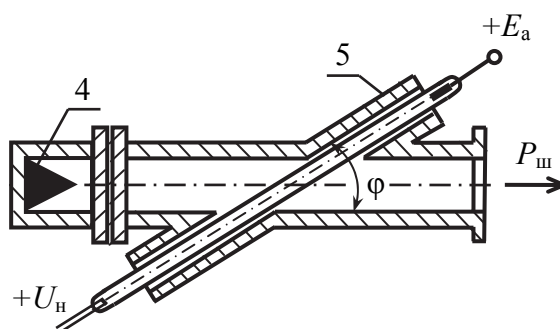


Рис. 11.22. Волноводный шумовой генератор

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

**В коаксиальных генераторах** шума ГШТ помещают внутри ленточной спирали, которая является внутренним проводником коаксиальной линии. Внешним проводником служит цилиндрическая поверхность корпуса линии. Форма спирали (зазор между соседними витками, диаметр спирали) определяется с учетом требуемого волнового сопротивления, связи трубки с линией передачи, диапазона частот.

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

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

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

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

Лавинно-пролётные диоды имеют резкую зависимость полного сопротивления  $p$ - $n$ -перехода в рабочем режиме от частоты и тока диода. Это

затрудняет согласование диода с высокочастотным трактом в широкой полосе частот.

При создании генераторов шума на ЛПД эти особенности учитываются соответствующим выбором тока диода, коэффициента передачи, напряжения пробоя и прочее.

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

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

В качестве преобразователей спектра в шумовых генераторах применяются усилители, фильтры, ограничители, генераторы перестраиваемой частоты – в зависимости от того, какое преобразование шума требуется. Так, применив в качестве преобразователя фильтр с определённым коэффициентом передачи, можно получить из генератора «белого» шума генератор стационарного случайного процесса со спектральной плотностью мощности, изменяющейся по заданному закону в определенном диапазоне частот. Основным элементом выходного устройства генератора служит калиброванный аттенюатор, обеспечивающий одинаковый коэффициент деления мощности по всей полосе частот шума. Для контроля уровня выходной мощности в схему генератора встраивается вольтметр среднего квадратического значения.

## 11.6. Синтезаторы частоты

### 11.6.1. Классификация синтезаторов частот сигналов

Аппаратура синтеза частот формирует стабильные по частоте радиосигналы в диапазоне от долей герца до десятков гигагерц, параметры которых могут изменяться оператором с помощью органов управления на панелях приборов или дистанционно по программе.

*Современные синтезаторы частот* представляют собой многофункциональные широкодиапазонные приборы с программируемым изменением амплитуды и частоты. Они широко используются для автоматизации контрольно-измерительных операций, имитации различных видов радиосигналов и измерения радиотехнических и физических величин. Необходимость



упрощать управление и программирование таких комплектов приборов ставит задачу создания более совершенных синтезаторов частот.

Аппаратура синтеза частот преобразует сигналы опорного стандарта частоты в сигналы с дискретно-изменяющейся частотой без существенной потери стабильности частоты и ухудшения спектра. В зависимости от целевого назначения приборов и методов их аттестации выходной сигнал аппаратуры синтеза частот характеризуется большим числом параметров. Наиболее важными из них являются: диапазон выходных частот, дискретность установки частоты, нестабильность частоты и спектральная чистота выходного сигнала, напряжение или мощность выходного сигнала, длительность переходных процессов при изменении частоты или уровня выходного сигнала.

По своему функциональному назначению аппаратура синтеза частот подразделяется на приборы, непосредственно осуществляющие процесс синтеза частот: синтезаторы частоты, умножители и делители частоты, синхронизаторы частоты, и вспомогательную аппаратуру, расширяющую функции синтезаторов частот.

### 11.6.2. Способ синтеза частот

Синтез частот основан на получении гармоник и субгармоник частоты высокостабильного опорного сигнала и их последующем преобразовании в множество сигналов с дискретными значениями частот путём их сложения, вычитания, умножения и деления, выполняемых радиоэлектронными узлами.

Измерительный синтезатор частот состоит из трех основных блоков (рис. 11.23).

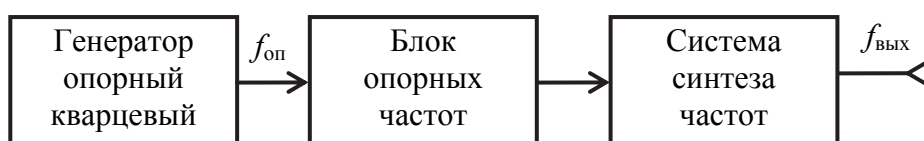


Рис. 11.23. Структурная схема синтезатора частоты

Опорный кварцевый генератор обеспечивает высокостабильный по частоте сигнал мощностью 1 или 5 МГц. От спектра этого сигнала в значительной степени зависят частотные параметры выходного сигнала синтезатора частот.

Блок опорных частот формирует из сигнала опорного генератора ряд сигналов с фиксированными частотами, необходимых для работы системы синтеза частот. Ухудшения стабильности частоты и спектральной чистоты сигнала опорного генератора, вносимые блоком опорных частот, незначи-



тельны и определяются нестабильностью частоты и фазы, вносимой делителями и умножителями частоты.

Система синтеза частот выполняет основную функцию: создаёт на выходе сигнал с программируемым в заданном диапазоне значением частоты и определяет все основные частотные параметры выходного сигнала. Основным элементом системы синтеза частот является частотная декада, которая обеспечивает установку значения частоты выходного сигнала в одном или нескольких десятичных разрядах. Она состоит из узлов, выполняющих соответствующие арифметические действия над частотами сигналов блока опорных частот, и фильтров с фиксированной или переменной частотой настройки. С помощью фильтров подавляются нежелательные составляющие, возникающие в спектре сигнала в процессе преобразования частоты.

### 11.6.3. Структурное построение синтезаторов частоты

В зависимости от конкретных технических требований, предъявляемых к выходному сигналу синтезаторов частот, они выполняются по различным структурным схемам. В основном это различие касается частотных декад системы синтеза частот, так как в блоках опорных частот используется только умножение и деление частот и по своей структуре они различаются незначительно.

Существуют два метода построения частотных декад, а следовательно, и измерительных синтезаторов частот.

При *методе прямого синтеза частот* выходные сигналы формируются в результате непосредственного преобразования опорных частот смесителями, умножителями и делителями (рис. 11.24).

Частотные декады содержат обычно один или два смесителя в сочетании с делителем частоты в 10 раз и включаются последовательно. Их количество определяется только заданным значением дискретности установки частоты выходного сигнала. Действительно, при коэффициенте деления частоты в декаде  $n = 10$  количество выходных частот для  $N$  последовательно соединенных декад составляет  $K_{\text{вых}} = n^N = 10^N$ . Дискретность установки частоты  $\Delta f$  синтезатора, перекрывающего диапазон  $\Pi_{\text{вых}}$ ,

$$\Delta f_{\text{вых}} = \Pi_{\text{вых}} / K_{\text{вых}} = \Pi_{\text{вых}} / 10^N, \quad (11.14)$$

убывает при увеличении числа декад  $N$  и может быть сделана сколь угодно малой.

Коммутация входных сигналов декад осуществляется  $N$ -канальным электронным переключателем, который управляется кнопками с передней панели или дистанционно. Такое построение системы синтеза частот обуславливает ее высокое быстродействие. Ограничения на время переключе-

ния с одной частоты на другую накладывают только постоянные времени фильтрующих элементов в цепях управления переключателя и переходные процессы в фильтрах декад. Для одной частотной декады время переключения

$$t_f = t_{\text{пер}} + t_{\text{ф}}, \quad (11.15)$$

где  $t_{\text{пер}}$  – задержка сигнала в цепях управления переключателя;  
 $t_{\text{ф}}$  – длительность переходных процессов в фильтрах.

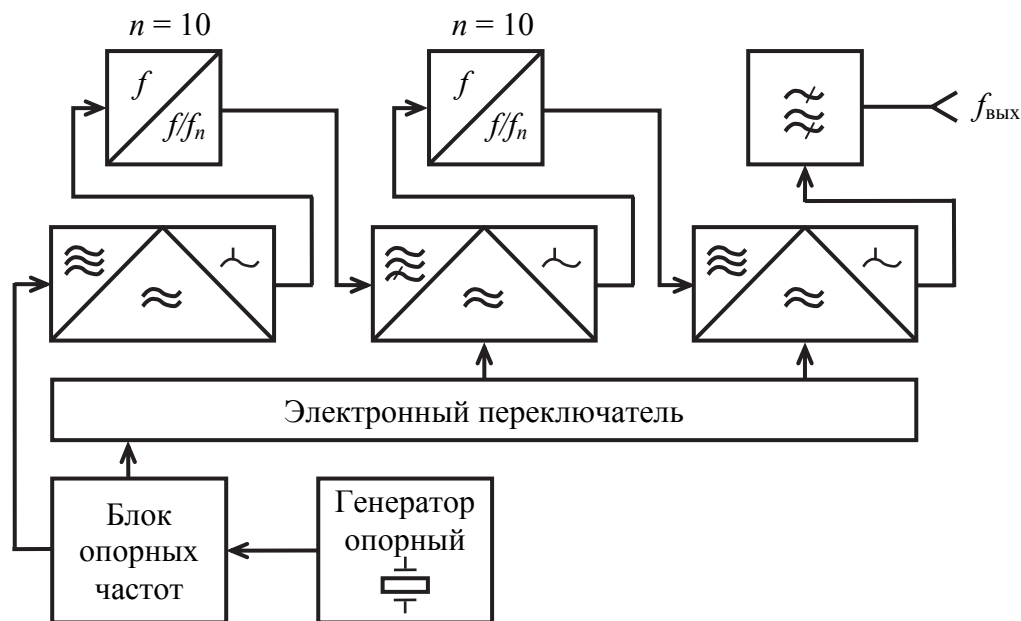


Рис. 11.24. Структурная схема прямого синтеза частот

Обе составляющие времени переключения убывают при увеличении рабочей частоты декады и при использовании частот порядка нескольких мегагерц составляют единицы микросекунд. Хотя максимальное время переключения синтезатора частот увеличивается прямо пропорционально количеству частот декад  $t_f^{\text{max}} = N \cdot t_f$ , для систем прямого синтеза оно остаётся достаточно малым.

Как правило, частотные декады являются узкодиапазонными устройствами, поэтому совместное включение нескольких декад позволяет формировать большое количество выходных частот в пределах ограниченного диапазона. Для его расширения в системах прямого синтеза применяется умножение частот. Однако при слишком больших коэффициентах умножения спектральные характеристики системы синтеза и обычных автогенераторов на высокочастотных резонаторах практически не отличаются друг от друга. Это ограничивает диапазон синтезаторов частот, построенных по методу прямого синтеза, частотами не выше 500 МГц.

При *методе косвенного синтеза частот* основу частотных декад составляет система ФАПЧ, являющаяся активным фильтром (рис. 11.25). Основным фильтрующим элементом в системе ФАПЧ служит фильтр нижних частот, включённый на выходе фазового детектора в цепи управляющего напряжения.

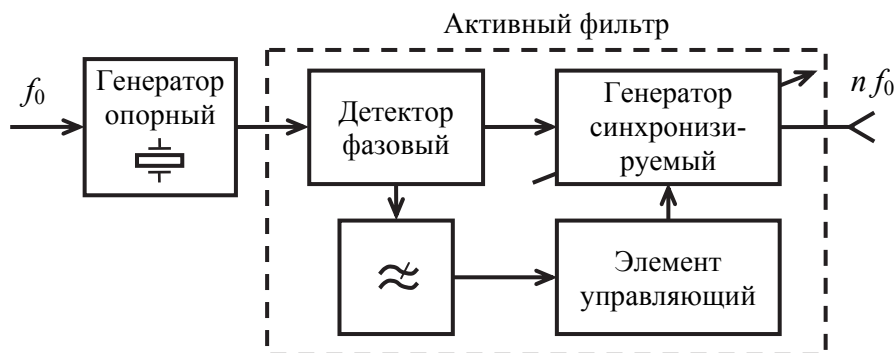


Рис. 11.25. Структурная схема косвенного синтеза частот

Для удовлетворительной фильтрации помех и гармоник частоты опорного сигнала полоса фильтра нижних частот выбирается достаточно узкой, что приводит к сокращению полосы пропускания системы. В результате время переключения с одной частоты на другую, связанное с полосой пропускания системы ФАПЧ  $\Pi_\phi$  выражением  $t_f = (2 - 3) / \Pi_\phi$ , получается достаточно большим.

Другим следствием узкой полосы пропускания систем косвенного синтеза является ограниченное число выходных частот, которое зависит от нестабильности частоты синхронизируемого генератора и требуемой величины ослабления сигналов с частотой сравнения фазового детектора. В некоторой степени эти ограничения снимают, включая в цепь обратной связи кольца ФАПЧ делителя частоты с переменным коэффициентом деления, однако подобные частотные декады обладают более высоким уровнем фазовых шумов.

В области СВЧ применяют более сложные схемы фазовой синхронизации. Наиболее широко распространены схемы с последовательным преобразованием частоты синхронизируемого генератора и умножением частоты высокочастотного синтезатора системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты.

Преимуществами прямого синтеза частот перед косвенным являются более широкий диапазон выходных частот, быстроедействие в режиме переключения частот, малая кратковременная нестабильность частоты и спектральная чистота выходного сигнала. Косвенный синтез обеспечивает более низкую стоимость синтезаторов частот, техническую простоту

конструкции, возможность миниатюризации большинства узлов и высокую надежность. Это привело к использованию систем ФАПЧ во всем диапазоне частот, хотя наиболее отчетливо их преимущества на частотах до 500 МГц проявляются только в случае применения интегральных микросхем. Что касается более высоких частот, особенно СВЧ-диапазона, то здесь косвенный метод синтеза остается практически единственным методом построения широкодиапазонных синтезаторов частот.

\*\*\*

В данной главе рассмотрены измерительные генераторы сигналов.

При испытаниях, исследованиях, измерениях режимов различных радиоэлектронных схем необходимы источники испытательных сигналов. С помощью этих источников, которые вырабатывают сигналы самых разнообразных частот и форм, снимают характеристики различных устройств, например амплитудно-частотные и переходные характеристики, коэффициент шума и др.; измеряют ряд параметров сигналов, используя источник в качестве меры (частоту гармонического напряжения, частоту следования импульсов); градуируют измерительные приборы, в частности вольтметры; имитируют сигналы, поступающие в исследуемую аппаратуру при реальных условиях ее работы; питают измерительные схемы при определении коэффициента стоячей волны, полных сопротивлений нагрузки и т. п.

Подобные источники сигналов получили название измерительных генераторов сигналов.

Различают следующие виды измерительных генераторов сигналов: низкочастотные; высокочастотные; импульсных сигналов прямоугольной формы; сигналов специальной формы (отличной от прямоугольной: треугольной, пилообразной, синус-квадратной и т. п.); качающейся частоты (сви́п-генераторы) – источники гармонических сигналов, частота которых автоматически изменяется в пределах устанавливаемой полосы частот; шумовые генераторы.

### Контрольные вопросы

1. Как различаются измерительные генераторы в зависимости от формы выходного сигнала?
2. Как подразделяются генераторы по частотным характеристикам?
3. Каковы условия самовозбуждения генератора гармонических колебаний? Какими методами они реализуются?
4. Каковы методы создания генераторов инфранизких частот?
5. Каковы особенности конструирования генераторов СВЧ?

6. Какова упрощенная функциональная схема цифрового измерительного генератора?
7. Какие физические явления положены в основу создания шумовых генераторов?
8. Какие требования предъявляются к форме сигнала импульсного генератора?
9. Для каких целей используются стандарты частоты?
10. На каких принципах строят схемы синтезаторов частоты?
11. Для чего используются генераторы шумоподобных сигналов?

## Глава 12. ИЗМЕРЕНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

### 12.1. Общие сведения о нелинейных искажениях сигналов

При прохождении сигналов в трактах радиотехнических устройств наблюдаются искажения сигналов. Источниками искажений являются реактивные и нелинейные элементы трактов.

Искажения, обусловленные неравномерностью АЧХ тракта, называются амплитудно-частотными искажениями.

Нелинейные искажения обусловлены нелинейностью амплитудных характеристик отдельных каскадов или всего тракта в целом. Они являются причиной искажения формы сигналов, вызывают появление дополнительных колебаний на частотах, отсутствующих в спектре исходного сигнала, вызывают появление дополнительных каналов приема помех.

Например, при подаче на вход нелинейного тракта непрерывного синусоидального (монохроматического) колебания на выходе тракта, помимо напряжения основной частоты, будут наблюдаться и другие гармонические составляющие (гармоники). Если входной сигнал содержит составляющие колебания разных частот, то в выходном сигнале, помимо гармоник, могут содержаться колебания комбинационных частот.

Нелинейные искажения характеризуют качество сигнала, наличие в нем составляющих частот, отличных от несущей. Это особенно важно для характеристики стимулирующих сигналов, например, сигналов измерительных генераторов (низкочастотных и высокочастотных) и т. п.

Для характеристики качества сигнала в этом случае согласно ГОСТ 16465–70 «Сигналы радиотехнические измерительные. Термины и определения» используется термин «коэффициент гармоник». Коэффициент гармоник характеризует отличие формы периодического сигнала от гармонической и определяется (в %) выражением

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} U_i^2}}{U_1} \cdot 100, \quad (12.1)$$

где  $U_1$  – среднеквадратическое значение напряжения первой гармоники;  
 $U_i$  – напряжение  $i$ -й гармоники.

Для определения уровня нелинейных искажений могут использоваться два основных метода: метод разделения напряжения основной частоты и суммарного напряжения гармоник и метод анализа частотного спектра исследуемого сигнала.

Средства измерений, использующие первый метод, называют измерителями нелинейных искажений (ИНИ).

При определении коэффициента гармоник с помощью анализатора спектра измеряются последовательно амплитуды напряжений основной частоты  $U_1$  и ее гармоник и производятся вычисления по формуле

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\sum_{i=2}^n \lambda_i^2} \cdot 100, \quad (12.2)$$

где  $\lambda_i = U_i / U_1$ .

## 12.2. Структурная схема измерителя нелинейных искажений

Работа измерителей нелинейных искажений, использующих метод разделения напряжения основной частоты и суммарного напряжения гармоник, обычно основывается на использовании метода подавления основной частоты.

Поскольку наибольший практический интерес представляют измерители с малым значением коэффициента гармоник, то для измерений удобнее перейти от выражения (12.1) к выражению вида

$$K_{\Gamma 2} = \left( \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} U_i^2} / \sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} U_i^2} \right) \cdot 100 = \left( \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} U_i^2} / U \right) \cdot 100, \quad (12.3)$$

где  $U$  – среднеквадратическое значение исследуемого сигнала.

Принятие такой модели коэффициента гармоник, в отличие от определяемой выражением (12.1), значительно упрощает реализацию измерителя нелинейных искажений, однако приводит к возникновению методической погрешности, которая практически пренебрежимо мала при малых значениях коэффициента гармоник и обычно учитывается лишь при его больших значениях ( $K_{\Gamma} > 10\%$ ).

При измерении коэффициента гармоник методом подавления основной частоты измеряют отдельно среднеквадратическое значение напряжения высших гармоник и среднеквадратическое значение всего напряжения исследуемого сигнала (рис. 12.1).

Принцип действия прибора заключается в следующем. В верхнем (по схеме) положении переключателя  $S$  на вход аттенюатора вольтметра с выхода усилителя подается полный исследуемый сигнал. С помощью вольтметра измеряется среднеквадратическое значение напряжения этого сигнала. С установкой переключателя  $S$  в нижнее (по схеме) положение в цепь измерения включается загораживающий фильтр (режекторный фильтр), на-

строенный на частоту первой гармоники сигнала. С помощью указанного фильтра осуществляется подавление первой гармоники сигнала. В то же время фильтр должен свободно пропускать высшие гармоники на вход квадратичного вольтметра. В результате вольтметр измеряет среднеквадратическое значение высших гармоник сигнала.

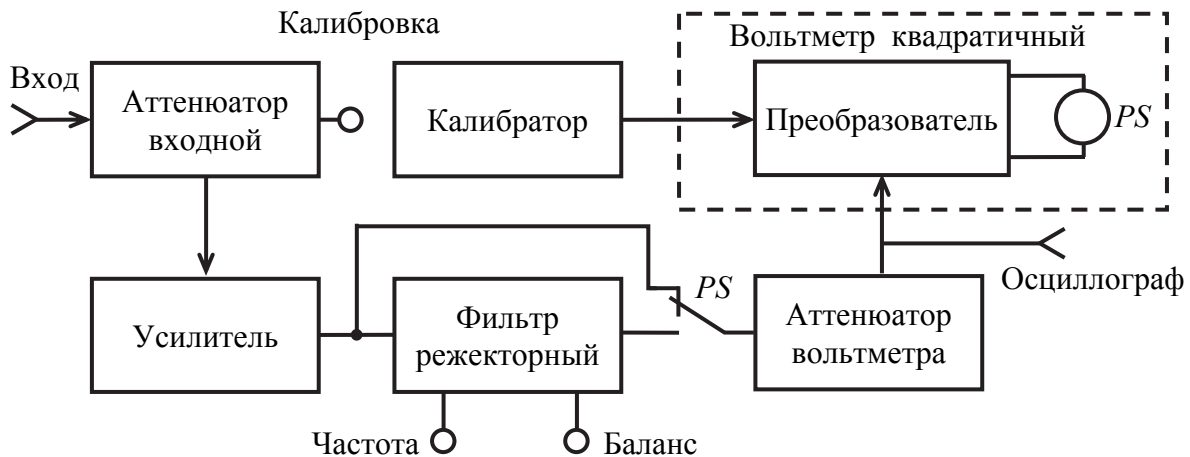


Рис. 12.1. Структурная схема измерителя нелинейных искажений

Сравнением показаний вольтметра, полученных при этих двух различных положениях переключателя, определяют коэффициент гармоник  $K_r$ . Для удобства отсчёта значений  $K_r$  измерение среднеквадратического значения напряжения полного сигнала  $U$  сопровождается нормировкой коэффициента усиления усилителя ИНИ таким образом, чтобы получить для данного сигнала  $U$  полное отклонение стрелки вольтметра до конечного значения шкалы. Установленное значение принимается  $K_r = 100\%$ . При последующей подаче на вольтметр напряжения высших гармоник его измеренное значение будет непосредственно характеризовать измеренный коэффициент гармоник.

Поскольку измерение коэффициента гармоник в приборе выполняется в соответствии с формулой (12.3), то измеренное значение  $K_r$  будет содержать методическую погрешность. Эту погрешность можно учесть, определив связь между величинами  $K_r$  и  $K_{r2}$ , задаваемыми выражениями (12.1) и (12.3). При этом фактическое значение коэффициента гармоник сигнала можно представить в виде

$$K_r = \frac{K_{r2}}{\sqrt{1 - K_{r2}^2}}. \quad (12.4)$$

При использовании формулы (12.4) получены таблицы пересчёта значений  $K_{r2}$  в  $K_r$ , которые обычно приводятся в технической документации на ИНИ.



Практическая реализация режекторных фильтров может осуществляться различными способами. Широкое распространение в измерителях нелинейных искажений нашли мостовые методы построения режекторных фильтров.

Как известно, параметры плеч моста переменного тока зависят от частоты напряжения, подводимого к мосту. Условием равновесия моста является равенство комплексных сопротивлений противоположных плеч моста. Параметры моста можно выбрать такими, при которых условие его равновесия будет зависеть от частоты.

В схеме режекторного моста разделение напряжения основной частоты и напряжения гармоник достигается балансировкой моста относительно основной частоты. При этом напряжение, поступающее в диагональ моста, не содержит составляющей основной частоты и является мерой напряжения гармоник.

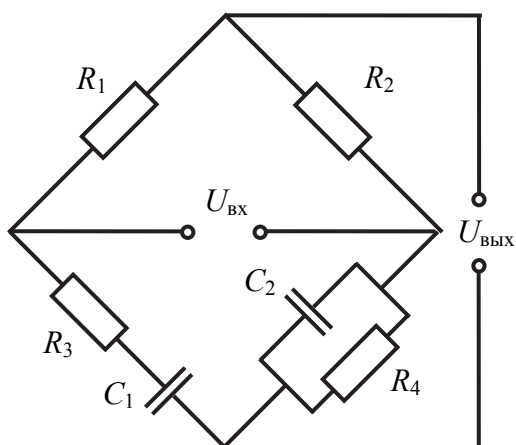


Рис. 12.2. Схема режекторного фильтра

В измерителях нелинейных искажений находят применение режекторные фильтры, построенные на базе мостового RC-фильтра (мост Вина) – рис. 12.2.

К одной из диагоналей моста подводится напряжение исследуемого сигнала  $U_{вх}$ . Фильтр перестраивается по частоте с помощью переменных конденсаторов  $C_1 = C_2 = C$ , что позволяет производить измерения на любой частоте выбранного диапазона, а не только на фиксированных частотах. Мост Вина служит для подавления напряжения первой гармоники.

На частоте квазирезонанса, определяемой соотношением  $f_0 = (2 \cdot \pi \cdot R \cdot C)^{-1}$  при условии  $R_1 = 2R_2$ , коэффициент передачи моста Вина равен нулю. Настройка на частоту квазирезонанса осуществляется конденсаторами.

В большинстве случаев перестраиваемый режекторный фильтр имеет АРУ, благодаря чему осуществляется нормирование чувствительности прибора при изменении уровня входного сигнала.

Значительного упрощения эксплуатации прибора, повышения точности измерений, сокращения времени измерений позволяют достичь автоматические измерители нелинейных искажений (рис. 12.3).

Так, цифровой автоматический измеритель нелинейных искажений С6-8 обеспечивает измерение коэффициента гармоник от 0,03 до 30 % в диапазоне частот 20 Гц...200 кГц с основной погрешностью

$$\Delta_K = 0,06K_{Г}, \% + 0,003 K_{ГМ}, \% + 0,06 \%,$$

где  $K_r$  – измеряемое значение;

$K_{гм}$  – значение, соответствующее конечному значению шкалы.

Входной сигнал поступает на автоматический входной аттенюатор, осуществляющий нормирование уровня входного сигнала в некотором диапазоне. Например, при изменении входного напряжения на пределах 60 дБ аттенюатор обеспечивает изменение сигнала на его выходе в пределах 20 дБ. Блок АРУ нормирует это напряжение до некоторого уровня (например, 100 мВ).

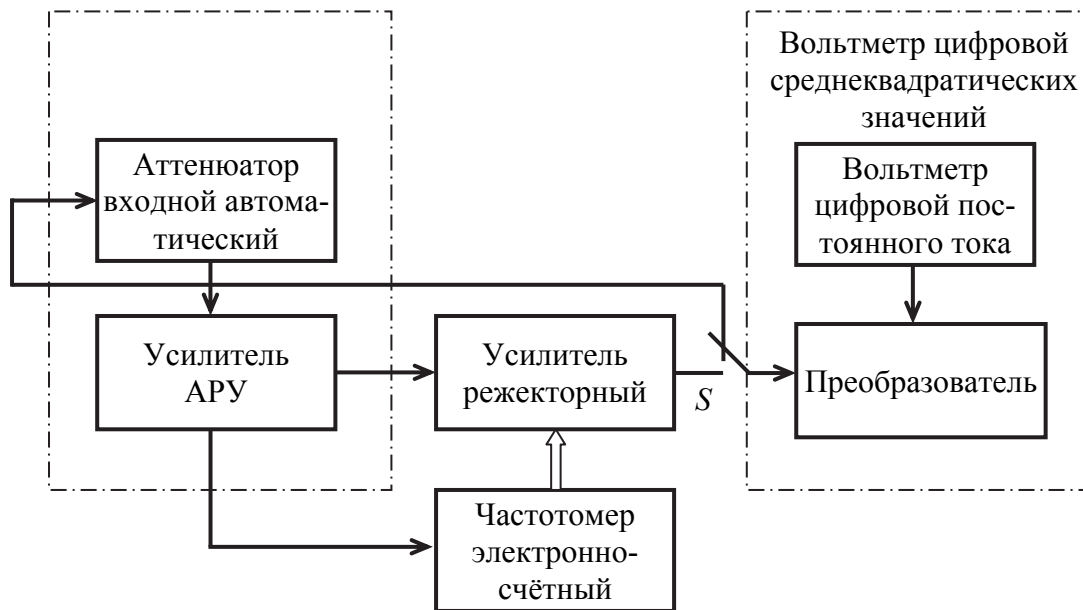


Рис. 12.3. Структурная схема автоматического измерителя нелинейных искажений

Электронно-счётный частотомер включается для работы в режиме измерения коэффициента гармоник, осуществляет измерение и индикацию частоты входного напряжения и управляет частотой квазирезонанса режекторного фильтра.

С выхода автоматического входного устройства нормированный сигнал поступает на вход режекторного усилителя. Управление усилителем осуществляется с помощью электронно-счётного частотомера, измеряющего частоту входного сигнала.

Режекторный усилитель представляет собой разомкнутую систему с частотно-зависимыми цепями, выполненными в виде матрицы резисторов (трехразрядной) и матрицы конденсаторов (одноразрядной) на основе моста Вина. Перестройка частоты квазирезонанса режекторного усилителя осуществляется цифровым способом путём управления резисторами и конденсаторами матриц. Управление осуществляется в двоично-десятичном коде 1, 2, 4, 8, который формируется в частотомере.

Для уменьшения неравномерности АЧХ режекторного усилителя имеется возможность цифровой коррекции с помощью управляемой цифровым способом корректирующей  $RC$ -цепи, благодаря чему осуществляется точная балансировка моста Вина на каждом частотном диапазоне.

Для повышения точности настройки режекторного фильтра и более полного подавления частоты первой гармоники используют последовательное включение нескольких секций режекторных усилителей. Трёхсекционный режекторный усилитель, обычно используемый в автоматических измерителях нелинейных искажений, обеспечивает подавление частоты первой гармоники не менее чем на 80 дБ.

Настроенный таким образом режекторный усилитель исключает первую гармонику из исследуемого сигнала, а напряжение высших гармоник усиливается и подаётся на вход цифрового вольтметра среднеквадратических значений. Результат измерений индицируется на цифровом табло вольтметра.

Цифровой вольтметр среднеквадратических значений измеряет среднеквадратическое значение напряжения переменного тока. При этом вначале осуществляется преобразование среднеквадратического значения переменного напряжения в пропорциональное значение напряжения постоянного тока с помощью термпар. Для измерения напряжения постоянного тока используется цифровой вольтметр постоянного тока (в приборе С6-8 применён встроенный цифровой вольтметр типа В2-29). Цифровой вольтметр среднеквадратических значений имеет автоматическое переключение пределов измерений.

В автоматических измерителях нелинейных искажений обеспечивается автоматическое переключение пределов измерения коэффициента гармоник, напряжения и частоты, автоматическая настройка на частоту исследуемого сигнала и автоматическая калибровка входного уровня во всем диапазоне входных напряжений и частот, а также цифровая индикация коэффициента гармоник, напряжения и частоты исследуемого сигнала.

## **12.3. Измерение коэффициента гармоник**

### **12.3.1. Измерение коэффициента гармоник низкочастотных трактов**

Коэффициент гармоник выходного напряжения источника сигнала определяется при помощи измерителя нелинейных искажений или анализатора спектра при номинальном выходном напряжении и номинальной нагрузке на опорной частоте и не менее чем на пяти других частотах, включая начало и конец диапазона частот источника сигнала.

При использовании анализатора спектра коэффициент гармоник выходного напряжения вычисляется (в %) по формуле

$$K_f = \frac{0,7 \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_{\text{вых}}} \cdot 100, \quad (12.5)$$

где  $U_2, U_3, \dots, U_n$  – амплитудные значения 2-й, 3-й ...  $n$ -й гармоник выходного напряжения, В;

$U_{\text{вых}}$  – среднеквадратическое значение выходного напряжения генератора, В.

Полученные значения коэффициента гармоник при помощи измерителя нелинейных искажений или рассчитанные по формуле (12.5) не должны превышать предела допускаемого значения коэффициента гармоник, установленного в НТД на источник сигнала.

Для определения коэффициентов гармоник менее 0,5 % используют набор режекторных фильтров на ряд необходимых частот. Измерения при этом проводят по схеме рис. 12.4.



Рис. 12.4. Структурная схема для определения коэффициентов гармоник менее 0,5 %

Данный способ измерения малых коэффициентов гармоник основан на расширении динамического диапазона анализатора гармоник за счёт подавления первой гармоники исследуемого сигнала.

При измерении коэффициента гармоник ручками настройки фильтра и ручкой установки частоты поверяемого генератора подавляют основную гармонику исследуемого сигнала на 50–60 дБ. Контроль осуществляют по индикатору анализатора гармоник. После подавления сигнала основной частоты измеряют амплитуды напряжения 2-й, 3-й ...  $n$ -й гармоник.

Коэффициент гармоник в процентах определяется по формуле

$$K_f = \frac{\sqrt{(U_2/K_2)^2 + (U_3/K_3)^2 + \dots + (U_n/K_n)^2}}{U_{\text{вх}}}, \quad (12.6)$$

где  $U_2, U_3, \dots, U_n$  – напряжения 2-й, 3-й ...  $n$ -й гармоник, В;

$K_2, K_3, \dots K_n$  – коэффициенты передачи соответствующих гармоник фильтром;

$U_{\text{вх}}$  – напряжения на входе фильтра, В.

Для определения коэффициентов передачи фильтра  $K_2, K_3, \dots K_n$  на его вход подают напряжение требуемой частоты настройки и регулировкой ручками настройки фильтра добиваются подавления первой гармоники на 50–60 дБ. Затем, не изменяя настройки фильтра, на вход подают напряжение с частотой, соответствующей 2-й и 3-й ...  $n$ -й гармоникам частоты настройки фильтра. При помощи вольтметра определяют значения входных и выходных напряжений фильтра каждой  $n$ -й гармоники. По результатам измерений рассчитывают значения коэффициентов  $K_2, K_3, \dots K_n$  по формуле

$$K_i = U_{\text{вых}i} / U_{\text{вх}i}, \quad (12.7)$$

где  $U_{\text{вых}i}$  – значение выходного напряжения  $i$ -й гармоники на выходе фильтра;

$U_{\text{вх}i}$  – значение входного напряжения  $i$ -й гармоники на входе фильтра.

### 12.3.2. Измерение коэффициента гармоник модулированных колебаний

Нелинейные искажения возникают при модуляции, передаче модулированных колебаний, детектировании, а также в низкочастотных трактах приёмников. Метод позволяет измерять нелинейные искажения, возникающие при прохождении модулированных колебаний всех видов (АМ, ЧМ, ФМ) по приёмно-передающим трактам, при этом требования малости собственных нелинейных искажений измерительной аппаратуры снимаются.

В качестве критерия нелинейности используется коэффициент комбинационных искажений.

При подаче на вход исследуемого тракта испытательного колебания в виде суммы двух гармонических составляющих с различными частотами  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$  на выходе, кроме составляющих с теми же частотами  $E_1 \sin \Omega_1 t$  и  $E_2 \sin \Omega_2 t$  и их гармоник с частотами  $n\Omega_1$  и  $n\Omega_2$  ( $n \geq 2$ ), возникают также комбинационные составляющие с частотами  $\pm p\Omega_1$  и  $\pm q\Omega_2$  ( $q, n \geq 1$ ).

Коэффициент комбинационных искажений определяется при  $E_1 = E_2$  для каждой комбинационной составляющей по формуле

$$K_{\pm p\Omega_1 \pm q\Omega_2} = E_{\pm p\Omega_1 \pm q\Omega_2} / 2E_1. \quad (12.8)$$

Наиболее распространённым является коэффициент разностного типа

$$K_{\Omega_1 - \Omega_2} = E_{\Omega_1 - \Omega_2} / 2E_1. \quad (12.9)$$

Заметим, что коэффициент гармоник  $K_r$  может быть выражен через коэффициенты комбинационных искажений. Таким образом, суть метода измерений нелинейных искажений состоит в расчёте коэффициента гармоник по результатам измерений комбинационных искажений.

Такой расчёт базируется на связи между нелинейными гармоническими искажениями испытательного колебания с однотоновой модуляцией и нелинейными комбинационными искажениями испытательного колебания с двухтоновой модуляцией, вносимыми трактами любого вида с произвольными характеристиками.

Однозначная связь обеспечивается при выполнении ряда условий. Во-первых, пределы изменения модуляционного параметра испытательного напряжения при гармонической и двухтоновой модуляции должны быть одинаковы. Во-вторых, частоты двухтоновой модуляции должны быть близки к частоте гармонической модуляции. В-третьих, частоты гармоник и суммарных комбинационных частот должны совпадать. Физический смысл этих условий заключается в том, что спектры испытательных напряжений должны быть одинаковы.

Соотношение для расчёта коэффициента гармоник является общим для всех видов модулированных колебаний и всех видов трактов, но методы измерений в каждом из этих случаев различны.

Рассмотрим метод измерения малых нелинейных искажений, вносимых приемником АМ-сигналов (рис. 12.5). Источником испытательного АМ-колебания являются два НЧ-генератора (ГНЧ), два модулятора (М), один общий высокочастотный генератор (ГВЧ), высокочастотный фазовращатель (Ф) и линейный сумматор.

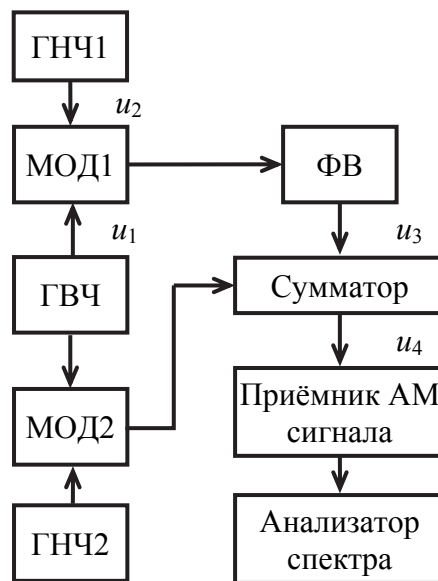


Рис. 12.5. Структурная схема измерения малых нелинейных искажений модулированных колебаний

На выходе модуляторов получаются два АМ-колебания  $u_1$  и  $u_2$ :

$$u_1 = E_1 \left( 1 + m_1 \sin \Omega_1 t + \sum_{n=2}^{\infty} m_{1n} \sin n\Omega_1 t \right) \sin \omega t,$$

$$u_2 = E_2 \left( 1 + m_2 \sin \Omega_2 t + \sum_{n=2}^{\infty} m_{2n} \sin n\Omega_2 t \right) \sin(\omega t + \varphi_q), \quad (12.10)$$

где  $m_1, m_2, m_{1n}, m_{2n}$  – парциальные коэффициенты модуляции.

После компенсации фазового сдвига в сигнале  $u_2$ , обусловленного неидентичностью фазовых характеристик модуляторов, на вход сумматора поступают синфазные составляющие  $u_1$  и  $u_3$ . Подстройка производится с помощью фазовращателя. Для контроля синфазности используется внешний фазометр. На выходе сумматора имеем

$$u_4 = u_1 + u_2 = \left[ \begin{array}{l} E_1 + E_2 + E_1 m_1 \sin \Omega_1 t + E_2 m_2 \sin \Omega_2 t + \\ + \sum_{n=2}^{\infty} (E_1 m_{1n} \sin n\Omega_1 t + E_2 m_{2n} \sin n\Omega_2 t) \sin \omega t \end{array} \right]. \quad (12.11)$$

Спектр сигнала  $u_4$  содержит составляющие с частотами  $F_1$  и  $F_2$  и их гармоники. Составляющие с комбинационными частотами отсутствуют, поскольку в каждом модуляторе действует низкочастотное напряжение только одной из частот  $F_1$  или  $F_2$ . Сумматор же является линейным устройством. Напряжение  $u_4$  и есть испытательное напряжение. Оно поступает на вход проверяемого приемника АМ-сигналов. Если на выходе появляются комбинационные составляющие с частотами  $\pm pF_1 \pm qF_2$ , то это следствие нелинейных искажений в исследуемом участке тракта приемника.

Коэффициент гармоник вычисляется по результатам измерений комбинационных составляющих и их гармоник:

$$K'_r = \sqrt{K_2^2 + K_3^2 + K_4^2 + K_5^2 + \dots}, \quad (12.12)$$

где  $K_2 = \frac{U_{\Omega_1 + \Omega_2}}{U_{\Omega_1}}$ ,  $K_3 = \frac{4U_{\Omega_1 + 2\Omega_2}}{3U_{\Omega_1}}$ ,  $K_4 = \frac{2U_{\Omega_1 + 3\Omega_2}}{U_{\Omega_1}}$ ,  $K_5 = \frac{16U_{\Omega_1 + 4\Omega_2}}{5U_{\Omega_1}}$ ;

$U_{\Omega_1}, U_{\Omega_1 + \Omega_2}$  – амплитудные, среднеквадратические или другие значения спектральных составляющих выходного напряжения приемника, измеряемые с помощью спектроанализатора.

Так, собственные нелинейные искажения амплитудных модуляторов и несинусоидальность модулирующих напряжений не оказывают влияния

на результат измерений нелинейных искажений, вносимых приёмником. Минимальная измеряемая величина коэффициента гармоник приёмника определяется остаточной несинфазностью несущих составляющих АМ-колебаний на входах сумматора и паразитной фазовой модуляцией этих колебаний, которая возникает в модуляторах.

\*\*\*

Измерение нелинейных искажений осуществляется различными методами и приборами.

Степень нелинейных искажений оценивается коэффициентом нелинейных искажений (коэффициентом гармоник), представляющим собой отношение действующего значения суммы высших гармоник напряжения (или тока) к действующему значению напряжения (или тока) первой гармоники.

Приборы, измеряющие этот коэффициент, называют измерителями нелинейных искажений.

Широко распространенным методом измерения коэффициента нелинейных искажений, применяемых в большинстве средств измерений, является метод, основанный на подавлении основной частоты. Он заключается в сравнении действующего значения полного напряжения искаженного сигнала с действующим значением напряжения всех высших гармоник, начиная со второй, имеющих в искаженном сигнале.

В измерителях нелинейных искажений применяют мостовые RC-фильтры, подавляющие колебания основной частоты и равномерно пропускающие высшие гармоники. Средства измерений с подобными фильтрами плавно перестраивающимися по частоте, позволяют проводить измерения не на фиксированных частотах, а на любой частоте определенного диапазона.

### Контрольные вопросы

1. Перечислите причины возникновения нелинейных искажений.
2. Что характеризует коэффициент гармоник?
3. Перечислите методы определения уровня нелинейных искажений и раскройте их суть.
4. Принцип работы измерителей нелинейных искажений, использующих метод разделения напряжения основной частоты и суммарного напряжения гармоник.
5. Поясните источник методической погрешности измерения коэффициента гармоник.



6. Какие методы построения режекторных фильтров используются в измерителях нелинейных искажений?

7. Особенности автоматического измерителя нелинейных искажений.

8. Перечислите методы измерения коэффициента гармоник модулированных колебаний.

9. Структурная схема измерения малых нелинейных искажений модулированных колебаний и принцип её действия.

## Глава 13. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЦЕПЕЙ

### 13.1. Параметры цепей с сосредоточенными постоянными

Основными параметрами цепей с сосредоточенными постоянными являются активное сопротивление, емкость и индуктивность. Производными параметрами являются тангенс угла потерь, добротность, постоянная времени и т. д.

Кроме того, основные и производные параметры разделяются по номинальному значению на главные и остаточные (или сопутствующие). Главные параметры соответствуют «совершенному» виду компонента. К остаточным параметрам можно отнести собственную ёмкость и активное сопротивление катушек индуктивности, индуктивность резисторов и потерь конденсаторов.

С учетом остаточных параметров конденсатор, резистор и катушку индуктивности можно характеризовать некоторыми эффективными значениями емкости, сопротивления и индуктивности, которые зависят от частоты. Поэтому эффективные параметры необходимо измерять на рабочих частотах.

Исследование свойств линейных компонентов, представляющих собой электрические двухполюсники, производится при воздействии на них синусоидального тока, а в качестве обобщённых характеристик цепи используются комплексное сопротивление или комплексная проводимость.

Эквивалентные схемы линейных компонентов могут быть представлены в виде последовательной или параллельной схемы замещения (рис. 13.1).

При последовательной схеме замещения комплексное сопротивление представляется в виде последовательного соединения активного  $R_{\text{посл}}$  и реактивного  $X_{\text{посл}}$  сопротивлений (рис. 13.1, а), определяется как отношение комплексной амплитуды напряжения  $U$ , действующего на зажимах двухполюсника, к комплексной амплитуде тока  $I$ , протекающего через него:

$$\dot{Z} = \dot{U} / \dot{I}. \quad (13.1)$$

Тогда комплексное сопротивление

$$Z = R_{\text{посл}} \pm j X_{\text{посл}}. \quad (13.2)$$

Активное сопротивление  $R_{\text{посл}}$  определяет способность цепи к необратимым преобразованиям энергии (потери энергии). Реактивное сопротивление  $X_{\text{посл}}$  отражает электромагнитные явления, происходящие без необратимых потерь энергии (ток и напряжение на  $X_{\text{посл}}$  сдвинуты по фазе на  $90^\circ$ ).

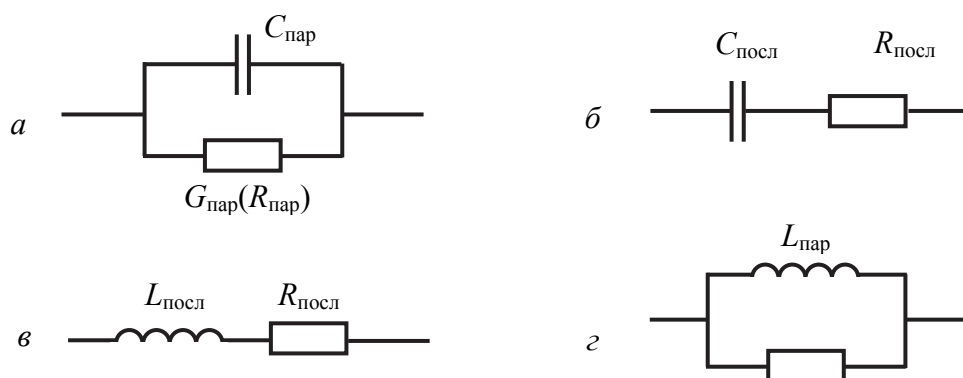


Рис. 13.1. Эквивалентные схемы распространённых электрических двухполюсников

При индуктивном характере (рис. 13.1, в) реактивное сопротивление имеет вид

$$X_{\text{посл}} = \omega L_{\text{посл}} > 0. \quad (13.3)$$

Если реактивным элементом цепи является емкость  $C_{\text{посл}}$  (рис. 13.1, б), то

$$X_{\text{посл}} = \frac{1}{\omega \cdot C_{\text{посл}}} < 0. \quad (13.4)$$

При параллельной схеме замещения (рис. 13.1, г) комплексная проводимость представляется в виде параллельного соединения активной  $G_{\text{пар}}$  и реактивной  $B_{\text{пар}}$  проводимостей и определяется как отношение комплексной амплитуды тока  $I$ , протекающего через двухполюсник, к комплексной амплитуде напряжения  $U$ , действующего на зажимах:

$$Y = \frac{I}{U}, \quad Z = \frac{1}{Y}. \quad (13.5)$$

Для количественной оценки качества радиокомпонентов используются относительные виды составляющих комплексного сопротивления, или комплексной проводимости.

Качество конденсаторов оценивается тангенсом угла потерь:

$$\text{tg } \delta = R_{\text{посл}} / X_{\text{посл}} = G_{\text{пар}} / B_{\text{пар}}, \quad (13.6)$$

т. е. угол потерь является дополнительным к фазовому сдвигу  $\varphi$  между током и напряжением в цепи.

Качество катушек индуктивности характеризуется добротностью, которая является величиной, обратной  $\text{tg } \delta$ :

$$Q = 1 / \text{tg } \delta = \text{tg } \varphi = X_{\text{посл}} / R_{\text{посл}}. \quad (13.7)$$

Для оценки относительной величины реактивной составляющей резисторов используют тангенс фазового сдвига.

Реактивную составляющую резистора можно оценивать постоянной времени:

$$\tau = \operatorname{tg} \varphi / \omega \pm. \quad (13.8)$$

Таким образом, задача измерения комплексного сопротивления или комплексной проводимости, сводится к определению любой пары величин, определяющих их активную и реактивную составляющие.

При измерении сопротивления, ёмкости и индуктивности используют методы, основанные на преобразовании измеряемого параметра в напряжение, ток (метод вольтметра-амперметра) или временной интервал, а также мостовые и резонансные методы.

Единицы измерения: электрической ёмкости – фарад (Ф), электрического сопротивления – ом (Ом), индуктивности – генри (Гн), в высшем метрологическом звене воспроизводятся государственными первичными эталонами.

Эталоном ёмкости является расчётный конденсатор, в котором измерение ёмкости, определяющее размер единицы, осуществляется путём электрической коммутации и технического перемещения. Эталоном воспроизводится ёмкость  $0,4002443 \cdot 10^2$  Ф на частоте 1 000 Гц. Относительное СКО при воспроизведении эталонной ёмкости составляет  $\sigma_0 = 7 \cdot 10^{-7}$ , а относительные неисключённые систематические погрешности (НСП) –  $\Theta_0 = 13 \cdot 10^{-7}$ .

Эталон индуктивности представляет собой группу катушек, индуктивность которых определяют расчётным путем по геометрическим размерам и магнитной постоянной, и прецизионную мостовую схему. Относительное СКО воспроизведения единицы  $S_0$  и относительные НСП  $\Theta_0$  не превышают  $10^{-5}$ .

Эталоном электрического сопротивления является группа манганитовых катушек электрического сопротивления и прецизионная измерительная мостовая схема. Относительное СКО случайной погрешности воспроизведения единицы электрического сопротивления равно  $S_0 = 1 \cdot 10^{-7}$ , а относительные НСП –  $\Theta_0 = 5 \cdot 10^{-7}$ .

Для измерения параметров компонентов цепей с сосредоточенными постоянными используются приборы группы Е:

- измерители индуктивности Е3-;
- измерители добротности Е4-;
- измерители сопротивлений (в том числе постоянному току) Е6-;
- измерители параметров универсальные Е7-;
- измерители емкостей Е8-.

## 13.2. Метод вольтметра и амперметра

### 13.2.1. Измерение активных сопротивлений методом вольтметра-амперметра

По способу получения числового значения результата измерения этот метод является косвенным, так как сводится к измерению тока и напряжения в цепи с измеряемым объектом и последующим его расчётом.

Измерение проводится на постоянном токе, при этом включение неизвестного резистора  $R_x$  в измерительную цепь возможно по схемам, представленным на рис. 13.2.

Если не учитывать влияние вольтметра и амперметра, т. е. считать входное сопротивление вольтметра бесконечно большим  $R_V = \infty$ , а амперметра  $R_A = 0$ , то измеряемое сопротивление можно рассчитать по формуле

$$R'_x = U / I. \quad (13.9)$$

При этом возникает систематическая погрешность метода измерения. Для её оценки необходимо найти уточнённое значение сопротивления с учётом внутреннего сопротивления вольтметра или амперметра.

Для схемы с параллельным соединением вольтметра (рис. 13.2, а) имеем

$$R_x = \frac{U}{I_{R_x}} = \frac{U}{I - I_V} = \frac{U}{I - U / R_V}, \quad (13.10)$$

где  $U, I$  – показания вольтметра и амперметра;

$R_V$  – внутреннее сопротивление вольтметра.

Относительное значение погрешности

$$\delta_{RS} = \frac{R'_x - R_x}{R_x} = - \frac{R_x}{R_V + R_x} \quad (13.11)$$

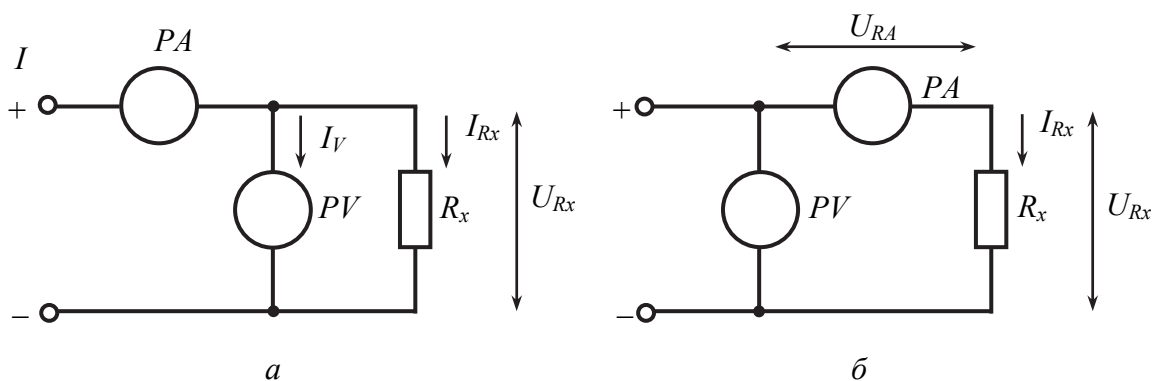


Рис. 13.2. Схемы измерения сопротивления методом вольтметра-амперметра

В случае применения схемы с последовательным соединением амперметра (рис. 12.2, б) уточнённое значение сопротивления

$$R_x = \frac{U_{R_x}}{I} = \frac{U - U_{RA}}{I} = \frac{U}{I} - R_A. \quad (13.12)$$

Тогда относительная систематическая погрешность метода для схемы с последовательным соединением амперметра

$$\delta_{RS} = \frac{R'_x - R_x}{R_x} = -\frac{R_A}{R_x}. \quad (13.13)$$

Выражения (13.10) и (13.12) позволяют рассчитать значения измеряемого сопротивления при известных значениях сопротивления вольтметра и амперметра. Если же сопротивление вольтметра и амперметра точно не известно, то для расчёта значения измеряемого сопротивления необходимо воспользоваться выражением (13.9), при этом возникают систематические погрешности метода  $\delta_{RS}$  – см. выражения (13.11) и (13.13).

Погрешности, обусловленные параметрами средств измерений, относят к инструментальным. Полагая, что погрешности вольтметра и амперметра носят систематический характер, воспользовавшись методикой оценивания погрешности косвенного измерения, получим:

$$\delta_{IS} = \pm (\delta_A + \delta_V), \quad (13.14)$$

где  $\delta_A$  и  $\delta_V$  – неисключённые систематические погрешности амперметра и вольтметра соответственно.

Суммарная погрешность измерения сопротивления равна

$$\delta_{\Sigma} = \pm (\delta_{RS} + \delta_{IS}). \quad (13.15)$$

Для выбора средств измерений по точности предъявим требования к внутреннему сопротивлению вольтметра и амперметра. Для этого зададимся условием, что относительная систематическая погрешность измерения не должна превышать допустимого значения  $\delta_{\text{доп}}$ :

$$\delta_{\Sigma} \leq \delta_{\text{доп}}, \quad (13.16)$$

откуда  $\delta_{RS} \leq \delta'_{\text{доп}}$ , где  $\delta'_{\text{доп}} = \delta_{\text{доп}} - \delta_{IS}$ .

Подставив в это условие выражение (13.13), получим

$$R_V \geq \frac{R_x (1 - \delta_{\text{доп}})}{\delta'_{\text{доп}}} \cong \frac{R_x}{\delta'_{\text{доп}}}. \quad (13.17)$$

Подставив в условие (13.16) выражение (13.13), получим

$$R_A \leq R_x \delta'_{\text{доп}}. \quad (13.18)$$

Если задаться относительной допустимой погрешностью измерения  $\delta'_{\text{доп}} = 0,01$ , то  $R_V \geq 100 R_x$ ,  $R_A \leq 0,01 R_x$ .

### 13.2.2. Измерение ёмкости методом вольтметра-амперметра

Измерение ёмкости производится на переменном токе. Реактивное сопротивление ёмкости на частоте  $f_0$   $X_0 = \frac{1}{\omega_0 \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot C}$ .

Обычно частота  $f_0$  выбирается равной 100 или 1 000 Гц, а так как реактивное сопротивление ёмкости, как правило, велико, то используется схема с последовательным включением амперметра (рис. 13.3, а). Эквивалентная схема участка электрической цепи между точками  $AB$  приведена на рис. 13.3, б, где  $R_A$ ,  $R_C$  – активное сопротивление амперметра и емкости соответственно,  $X_C$  – реактивное сопротивление емкости.

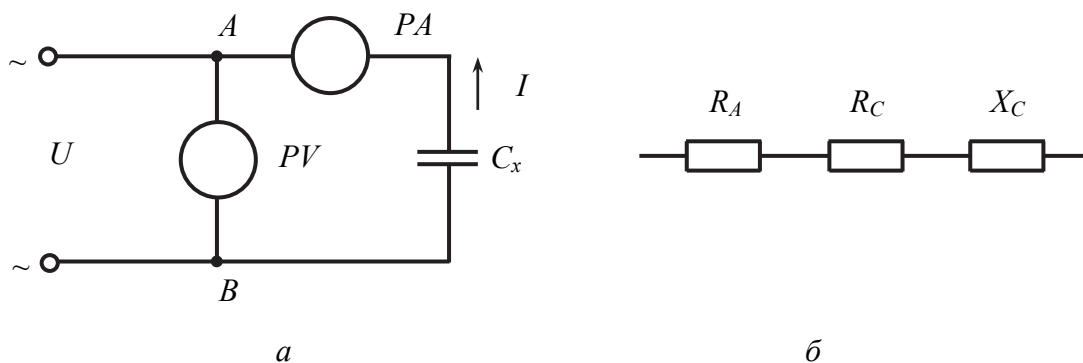


Рис. 13.3. Схема измерения ёмкости методом вольтметра-амперметра

Если не учитывать сопротивление амперметра  $R_A$  и потерь в конденсаторе на  $R_C$ , то значение измеряемой ёмкости можно рассчитать по формуле

$$C' = I / \omega_0 \cdot U. \quad (13.19)$$

При этом возникает систематическая погрешность метода измерения. Для ее оценки необходимо определить уточнённое значение ёмкости с учётом внутреннего сопротивления амперметра и потерь в конденсаторе.

Найдем модуль полного сопротивления участка электрической цепи  $AB$ :

$$|Z_3| = \sqrt{(R_A + R_C)^2 + X_C^2} = \sqrt{(R_A + R_C)^2 + 1/(\omega_0 C)^2}. \quad (13.20)$$

Численное значение модуля сопротивления  $Z$ , можно рассчитать по закону Ома, измерив действующее значение тока  $I$  и напряжения  $U$  в цепи:

$$|Z| = \frac{U}{I}. \quad (13.21)$$

Приравняв правые части выражений (13.20) и (13.21), получим уточнённое значение измеряемой емкости:

$$C = 1/\omega_0 \sqrt{\left(\frac{U}{I}\right)^2 - (R_A + R_C)^2}. \quad (13.22)$$

Относительное значение погрешности

$$\delta_{CS} = \frac{C' - C}{C} = \left(\frac{C'}{C} - 1\right) = \sqrt{1 - \left[\frac{I}{U}(R_A + R_C)\right]^2} - 1. \quad (13.23)$$

Если учесть, что  $\frac{I}{U} \cong \frac{1}{X_C} = \omega \cdot C$ , и использовать формулу приближенного вычисления

$$\sqrt{1 \pm \Delta} \cong 1 \pm \frac{\Delta}{2}, \quad (13.24)$$

выражение (13.23) можно преобразовать к виду

$$\delta_{CS} = \frac{1}{2} \left[ \omega_0 \cdot C (R_A + R_C) \right]^2. \quad (13.25)$$

Минимально достижимая относительная погрешность измерения емкости методом вольтметра-амперметра достигается при использовании идеального амперметра, т. е.  $R_A = 0$ . В этом случае

$$\delta_{C \min} = \frac{1}{2} (\omega_0 C R_C)^2 = -\text{tg}^2 \delta / 2, \quad (13.26)$$

где  $\text{tg} \delta = \frac{R_C}{X_C}$  – тангенс угла потерь конденсатора.

Инструментальная погрешность измерения ёмкости может быть оценена по формуле

$$\delta_{IS} = \pm (\delta_A + \delta_V + \delta_f), \quad (13.27)$$

где  $\delta_f$  – неисключённая систематическая погрешность установки частоты генератора.



Суммарная погрешность измерения емкости

$$\delta_{\Sigma} = \pm (\delta_{CS} + \delta_{IS}). \quad (13.28)$$

Для выбора средств измерений по точности предъявим требования к внутреннему сопротивлению амперметра. Для этого зададимся условием, что относительная систематическая погрешность измерения не должна превышать допустимого значения  $\delta_{\text{доп}}$ :

$$\delta_{\Sigma} \leq \delta_{\text{доп}}, \quad (13.29)$$

откуда  $\delta_{C\Sigma} \leq \delta'_{\text{доп}}$ , где  $\delta'_{\text{доп}} = \delta_{\text{доп}} - \delta_{IS}$ .

Подставив в это условие выражение (13.25), получим

$$R_A \leq \frac{\sqrt{2\delta_{\text{доп}}}}{\omega_0 C} - R_C \approx \frac{\sqrt{2\delta_{\text{доп}}}}{\omega_0 C}. \quad (13.30)$$

### 13.2.3. Измерение индуктивности методом вольтметра-амперметра

Реактивное сопротивление индуктивности на частоте  $f_0$   $X_L = \omega_0 L = 2\pi f_0 L$  и при небольших значениях  $f_0$  (100 или 1 000 Гц) невелико. Поэтому для измерения индуктивности, как правило, используется схема с параллельным включением вольтметра (рис. 13.4, а). Эквивалентная схема участка электрической цепи между точками  $AB$  приведена на рис. 13.4, б, где  $R_V$  и  $R_L$  – активные сопротивления вольтметра и индуктивности соответственно,  $X_L$  – реактивное сопротивление индуктивности.

Если не учитывать сопротивление вольтметра и индуктивности, т. е. принять  $R_V$  и  $R_L$  равными бесконечности, значение индуктивности можно определить по формуле

$$L' = U / \omega_0 \cdot L. \quad (13.31)$$

При этом возникает систематическая погрешность метода измерения. Для ее оценки необходимо найти уточненное значение индуктивности с учетом внутреннего сопротивления вольтметра и потерь в катушке.

Проводя выкладки, аналогичные выкладкам для определения ёмкости, получим уточненное значение индуктивности в виде

$$L = 1/\omega_0 \sqrt{\left(\frac{I}{U}\right)^2 - \left(\frac{R_V + R_L}{R_V \cdot R_L}\right)^2}. \quad (13.32)$$

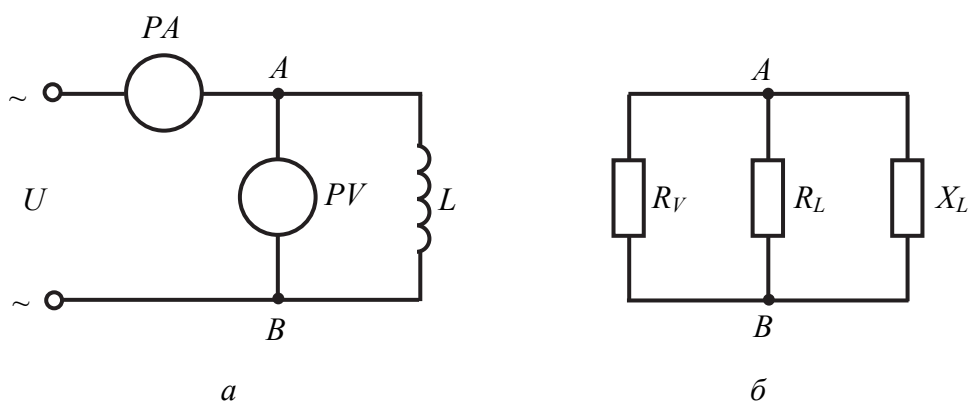


Рис. 13.4. Схема измерения индуктивности методом вольтметра-амперметра

Относительное значение погрешности

$$\delta_{LS} = \frac{L' - L}{L} = \frac{1}{2} \left[ \omega_0 L \left( \frac{R_V + R_L}{R_V \cdot R_L} \right) \right]^2. \quad (13.33)$$

Минимально достижимая относительная погрешность измерения индуктивности при  $R_V = \infty$

$$\delta_{\min} = \frac{1}{2} \left[ \omega_0 L / R_L \right]^2. \quad (13.34)$$

Для выбора средств измерений по точности, задаваясь максимально допустимой погрешностью измерения индуктивности  $\delta_{LS} \leq \delta'_{\text{доп}}$ , где  $\delta'_{\text{доп}} = \delta_{\text{доп}} - \delta_{LS}$ , можно предъявить требования к входному сопротивлению вольтметра. Подставив в это условие выражение (13.33), получим

$$R_V \geq \frac{\omega_0 L}{\sqrt{2\delta_{\text{доп}}}} = \frac{X_L}{\sqrt{2\delta_{\text{доп}}}}. \quad (13.35)$$

### 13.3. Резонансный метод измерения индуктивности, ёмкости

Резонансный метод измерения основан на настройке в резонанс колебательного контура, включающего образцовый и измеряемый элементы (индуктивности или ёмкости), и определении его резонансной частоты. Метод применяют для измерения индуктивностей и ёмкостей на высоких частотах, так как в области низких частот резонансные явления проявляются недостаточно резко, что не позволяет получить высокую точность измерения.

С помощью резонансных схем осуществляют измерение путём замещения, при котором один и тот же эффект (например, резонанс на фиксированной частоте) повторяют дважды: первый раз – с измеряемым элементом, второй – с мерой той же физической природы. За результат измерения принимают значение, равное величине меры при резонансе.

Резонансные схемы удобны при точных измерениях относительно малых значений индуктивностей и взаимной индуктивности, ёмкостей и т. д.

Наиболее универсальным прибором для измерения параметров цепей резонансным методом является куметр (от латинской буквы  $Q$  – характеристики добротности катушки индуктивности), в котором основной измерительной цепью служит последовательный резонансный контур (рис. 13.5).

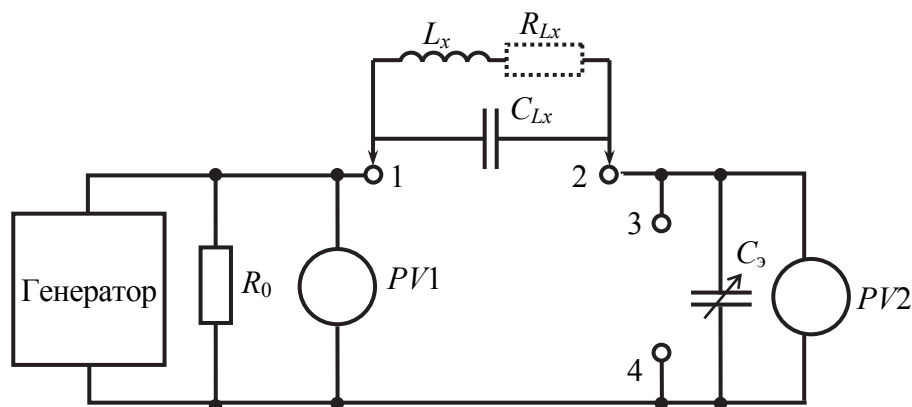


Рис. 13.5. Упрощённая структурная схема куметра

Источником синусоидальных сигналов, подаваемых на последовательный резонансный контур, является генератор тока, нагруженный на малое активное сопротивление  $R_0 \ll 0,05$  Ом. Частота выходных колебаний генератора может изменяться в широких пределах. Уровень входного сигнала необходимо поддерживать постоянным (что контролируют по вольтметру  $V1$ ).

При измерении индуктивности исследуемую катушку подключают к зажимам 1, 2. При этом резонансный контур будет образован катушкой измеряемой индуктивности  $L_x$  с активными потерями  $R_{Lx}$  и межвитковой ёмкостью её проводов  $C_{Lx}$ , а также перестраиваемой эталонной ёмкостью  $C_3$ .

Резонанс в контуре на заданной частоте устанавливают изменением величины ёмкости  $C_3$  эталонного конденсатора. Состояние резонанса контура определяют по вольтметру  $V1$ , отградуированному в значениях добротности  $Q$ . Измерение индуктивности  $L_x$  с учётом ёмкости  $C_{Lx}$  проводят на двух резонансных частотах:

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_x(C_{\text{э}1} + C_{Lx})}}; \quad f_{p2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_x(C_{\text{э}2} + C_{Lx})}}, \quad (13.36)$$

где  $C_{\text{э}1}$  и  $C_{\text{э}2}$  – эталонные ёмкости на частотах  $f_{p1}$  и  $f_{p2}$ .

Пусть соотношение частот  $f_{p1} = Kf_{p2}$ , где коэффициент  $K$  – вещественное число. Тогда совместное решение уравнений (13.36) позволяет вычислить ранее неизвестные значения параметров  $L_x$  и  $C_{Lx}$  по следующим формулам:

$$L_x = \frac{K-1}{(2\pi f_{p1})^2 C_{\text{э}2} + C_{\text{э}1}}; \quad C_{Lx} = \frac{C_{\text{э}2} - C_{\text{э}1}K^2}{K^2 - 1}. \quad (13.37)$$

С помощью куметра можно также определять неизвестные параметры  $R$ ,  $C$ ,  $\text{tg } \delta_c$ , подключая измеряемые резистор или конденсатор к зажимам 3, 4.

Погрешности измерения куметром параметров  $L$ ,  $C$ ,  $\text{tg } \delta$ ,  $R$  в зависимости от используемой схемы составляют 1... 5 %.

Причинами этих погрешностей являются: нестабильность генератора, наличие в контуре сопротивления  $R_0$ , неточность шкалы конденсатора эталонной ёмкости  $C_{\text{э}}$ , погрешности измерительных приборов  $V1$ ,  $V2$ , погрешность считывания показаний.

### 13.4. Резонансные схемы измерения параметров цепей

При использовании резонансного метода измерительной схемой является колебательный контур, состоящий из рабочих элементов и исследуемого компонента. В качестве рабочих элементов используют индуктивную катушку и конденсатор переменной ёмкости.

Резонансные измерения могут производиться в широком диапазоне частот – от нескольких десятков килогерц до сотен мегагерц. При этом определяют действующие значения параметров, т. е. фактические значения сопротивления индуктивности или ёмкости на зажимах исследуемого элемента при данной частоте измерений.

Действующее значение сопротивления отличается от сопротивления, измеренного при постоянном токе, вследствие влияния поверхностного эффекта.

Действующее значение индуктивности катушки отличается от величины, измеренной на низкой частоте, например, мостовым методом, вследствие влияния распределенной межвитковой емкости. Учитывая, что эта емкость  $C_k$  включена параллельно индуктивности  $L_k$  и активному сопротивлению катушки  $R_k$ , можно найти действующее значение индуктивности (рис. 13.6, а):

$$L_d = L_k / (1 - (\omega / \omega_{0k})^2), \quad (13.38)$$

где  $\omega_{0k} = 1 / (L_k C_k)^{0,5}$  – угловая резонансная частота катушки.

Характер зависимости  $L_d$  от  $\omega / \omega_{0k}$  представлен на рис. 13.6, б.

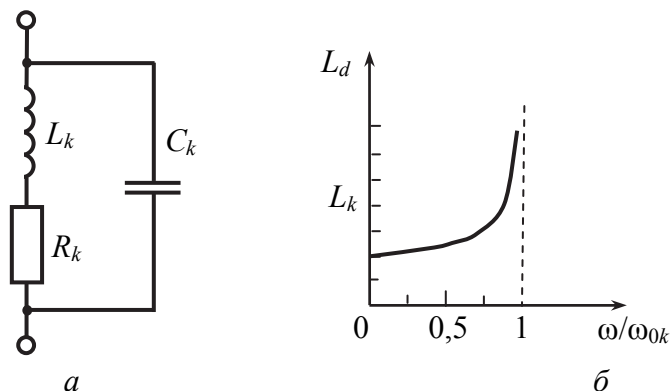


Рис. 13.6. Эквивалентная схема индуктивности

Действующее значение ёмкости конденсатора также существенно зависит от частоты, поскольку на высоких частотах существенную роль играют индуктивности ввода. При повышении частоты индуктивное сопротивление вводов возрастает, увеличивая фактическую ёмкость на зажимах конденсатора. Таким образом, с помощью резонансных схем целесообразно измерять параметры компонентов цепей, работающих на высоких частотах. Причем для определения истинных параметров исследуемых элементов измерения следует выполнять на частоте, равной рабочей частоте схемы, в которой предполагается использовать данные элементы.

Катушку с неизвестной индуктивностью  $L_x$  включают по схеме последовательного контура с конденсатором переменной ёмкости  $C_0$  (рис. 13.7) Индикатором резонанса является вольтметр с большим входным сопротивлением в рабочем диапазоне частот.

Схему настраивают в резонанс изменением частоты  $f$  генератора или ёмкости  $C_0$  конденсатора переменной ёмкости. Если измерения должны производиться на рабочей частоте исследуемой катушки, устанавливают частоту генератора  $f = f_{\text{раб}}$  и настраивают схему изменением ёмкости конденсатора. При резонансе, т. е. при максимальном показании вольтметра, отсчитывают частоту генератора и ёмкость рабочего конденсатора. Измеряемую индуктивность  $L_x$  находят подстановкой значения резонансной частоты  $f$  и ёмкости  $C_0$  конденсатора в формулу Томсона:

$$T = 2\pi (L_x C_0)^{0,5}; \quad 1/f = 2\pi (L_x C_0)^{0,5}, \quad (13.39)$$

окончательно

$$L_x = 1/(2\pi f)^2 C_0. \quad (13.40)$$

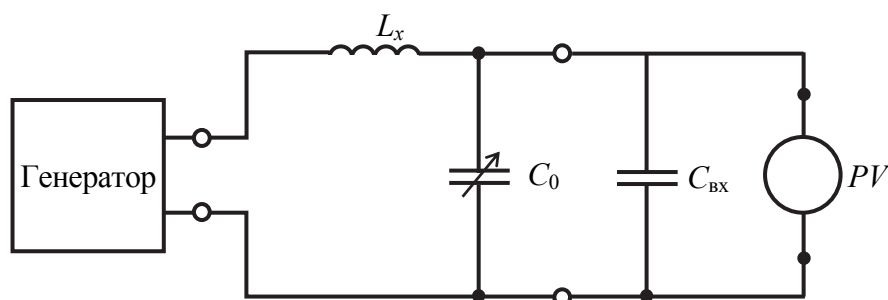


Рис. 13.7. Схема измерения индуктивности

Аналогично, используя рабочую катушку индуктивностью  $L_0$  и измеряя резонансную частоту  $f$ , определяют неизвестную ёмкость:

$$C_x = 1 / (2\pi f)^2 L_0. \quad (13.41)$$

Данный способ измерения ёмкости и индуктивности прост и универсален и может применяться в широком диапазоне частот, но не отличается высокой точностью.

Основными источниками погрешностей данного способа измерений являются:

а) влияние остаточных параметров схемы, к которым относятся входная ёмкость вольтметра, индуктивность соединительных проводов, ёмкость между элементами схемы;

б) неточность отсчёта частоты генератора. При резонансных измерениях используют генераторы, работающие в широком диапазоне частот. При увеличении диапазона уменьшается точность градуировки шкалы и возрастает нестабильность частоты генератора, что приводит к увеличению погрешности при отсчете частоты;

в) неточность отсчёта момента резонанса. Вследствие этого при отсчете резонансного значения ёмкости появляется погрешность, зависящая от ширины резонансной кривой измерительного контура и разрешающей способности вольтметра.

Для уменьшения ошибки, связанной с неточностью определения момента резонанса в схеме, применяют двойной отсчёт (рис. 13.8). Резонансное значение ёмкости рабочего конденсатора вычисляют по формуле  $C_0 = (C' + C'') / 2$ , где  $C'$  и  $C''$  – ёмкости, отсчитанные при одинаковых показаниях вольтметра в области наибольшей крутизны резонансной кривой.

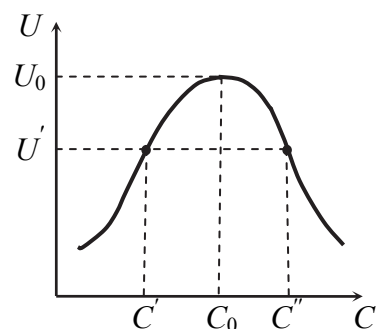


Рис. 13.8. Уменьшение ошибки, связанной с неточностью определения момента резонанса

### 13.5. Измерители добротности

Куметры (см. рис. 13.9) предназначены для измерения добротности катушек, однако схемы этих приборов позволяют измерять также индуктивность катушек, емкость и тангенс угла диэлектрических потерь конденсаторов, полное сопротивление и полную проводимость цепей на радиочастотах.

Измерение добротности с помощью куметра основано на свойстве последовательного контура, заключающемся в том, что при резонансе напряжение на реактивном элементе контура в  $Q$  раз больше электродвижущей силы на его входе. Практически измеряют не электродвижущую силу, а напряжение на входе контура и напряжение на емкости  $C_0$  при резонансе. Добротность вычисляют по формуле

$$Q = U_{c_0} / U_{вх} = U_{c_0} / I \cdot R_0. \quad (13.42)$$

Если контур куметра состоит из исследуемой катушки и рабочего конденсатора, потери в котором пренебрежимо малы, измеренная добротность равна добротности катушки. Напряжение или ток на входе контура поддерживают постоянным. При этом возникает возможность градуировки вольтметра, измеряющего напряжение на конденсаторе, в единицах добротности.

Для измерений на низких частотах рекомендуется использовать схему, приведенную на рис. 13.9. В высокочастотных куметрах напряжение на измерительный контур подают через индуктивный или емкостный делитель. Элементом связи контура с генератором является малая индуктивность или большая емкость.

Резистор непосредственно входит в измерительный контур и снижает его добротность. Измеренная добротность

$$Q_x = \frac{Q_k}{1 + (R_0 / R_k)}, \quad (13.43)$$

где  $Q_k$  – добротность контура, составленного из индуктивности  $L_x$  и емкости  $C_0$ ;

$R_k$  – сопротивление потерь этого контура.

Из формулы (13.43) можно получить расчетную формулу для погрешности, обусловленной влиянием  $R_0$ :

$$\Delta Q_x / Q_x \approx - R_0 / R_k, \quad (13.44)$$

поэтому сопротивление  $R_0$  стараются сделать как можно меньше. Как правило, оно составляет порядка 0,04–0,05 Ом. Этот резистор должен быть безындукционным, а сопротивление его должно слабо зависеть от температуры и частоты. В схеме рис. 13.9 погрешность обусловлена индуктивностью связи  $L_2$ .

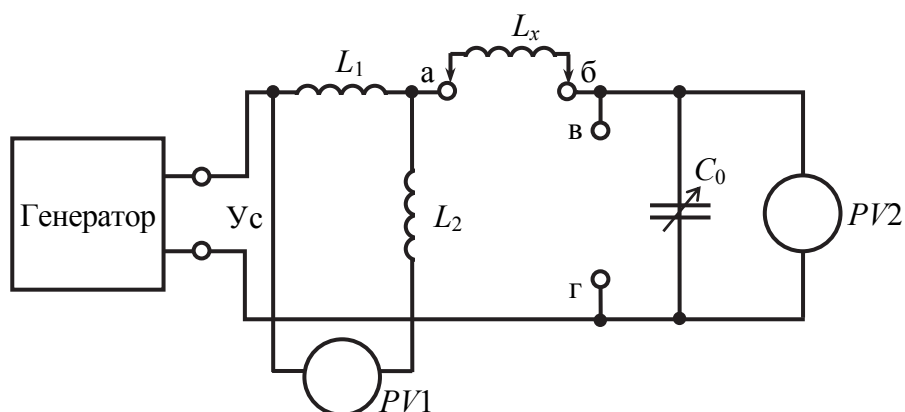


Рис. 13.9. Функциональная схема куметра с индуктивным делителем

При измерении добротности на высоких частотах существенную погрешность вносят остаточные параметры схемы. На результат измерений влияют также входные сопротивления вольтметров.

Для измерения добротности катушку включают между зажимами «а» и «б» контура куметра (рис. 13.5 и 13.9). Установив заданную частоту генератора, схему настраивают в резонанс изменением ёмкости рабочего конденсатора. Добротность катушки определяют по показаниям приборов, измеряющих напряжение на входе и выходе контура.

При резонансе определяют значения  $Q_2$  и  $C_{02}$ . Составляющие полного сопротивления

$$R_x = \frac{1}{2\pi f} \left( \frac{1}{C_{02} \cdot Q_2} - \frac{1}{C_{01} \cdot Q_1} \right), \quad (13.45)$$

где  $f$  – частота генератора.

Область применения куметра не ограничивается рассмотренными примерами. С помощью этого прибора можно измерять индуктивность, ёмкость, тангенс угла потерь конденсаторов, ёмкость индуктивных катушек.

## 13.6. Мостовые методы измерения индуктивности, ёмкости, сопротивления резисторов

### 13.6.1. Измерение параметров цепей мостовым методом на постоянном токе

Мостовые цепи широко применяются в электроизмерительной технике для измерения параметров электрической цепи, их преобразования в электрические сигналы, в качестве фильтров и т. д. В общем случае *мос-*



**товой цепью, или мостом**, называют такую электрическую цепь, в которой можно выделить две ветви с взаимным сопротивлением, равным бесконечности при определенном соотношении параметров элементов цепи и равным конечному значению, если это соотношение не выполняется. Соотношение параметров элементов цепи, обеспечивающих взаимное сопротивление выделенных ветвей равным бесконечности, называют **условием, или уравнением, равновесия цепи**.

В зависимости от вида напряжения, питающего мостовую цепь, различают мостовые цепи постоянного и переменного тока. Первые применяются для измерения сопротивления электрической цепи постоянному току, а также для преобразования сопротивления в ток или напряжение.

В процессе измерения мостовая цепь может приводиться к состоянию равновесия. Такие цепи называют **уравновешенными**; в противном случае – **неуравновешенными**. Неуравновешенная мостовая цепь может рассматриваться как преобразователь сопротивления в ток или напряжение. Сопротивление электрической цепи постоянному току выражается действительным числом, поэтому для уравновешивания мостовой цепи постоянного тока требуется один регулируемый элемент.

По конфигурации электрической схемы мостовые цепи делятся на **четырёхплечие и многоплечие**.

Средство измерения, в основе которого лежит мостовая цепь, называют **измерительным мостом**.

На постоянном токе практическое распространение получили четырёхплечий (одинарный) и шестиплечий (двойной) мосты.

Четырёхплечий мост содержит четыре сопротивления, включенных в виде кольца,  $R_1, R_2, R_3, R_4$  (рис. 13.10). Точки  $a, b, c, d$  называют **вершинами моста**, электрическую цепь между двумя смежными вершинами – **плечом моста**, а между двумя противоположными вершинами  $ab$  или  $cd$  – **диагональю моста**. В одну из диагоналей моста включен источник питания (диагональ  $ab$ ), эту диагональ называют **диагональю питания**. Другая диагональ содержит нагрузку (диагональ  $cd$ ), ее называют **диагональю нагрузки**, выходной, или измерительной, диагональю. В измерительных мостах в эту диагональ включается сравнивающее устройство. Диагональ нагрузки внешне похожа на мостик, переброшенный между ветвями моста. Это и послужило основанием к тому, что такого рода электрические цепи стали называть **мостовыми**. Источник питания моста представлен активным двухполюсником с ЭДС  $E_{\text{п}}$ , и внутренним сопротивлением  $R_{\text{п}}$ . Напряжение  $U_{\text{п}}$ , действующее на вершинах моста в диагонали питания, называют **напряжением питания моста**. Если  $R_{\text{п}} = 0$ , то  $U_{\text{п}} = E_{\text{п}}$ . Ток и напряжение в диагонали нагрузки обозначены соответственно  $I_{\text{н}}$  и  $U_{\text{н}}$ .

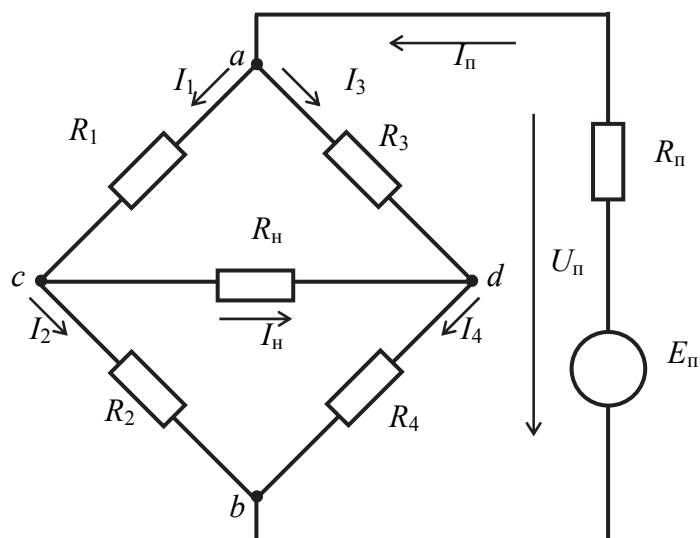


Рис. 13.10. Схема одинарного моста

В уравновешенном мосте взаимное сопротивление диагоналей равно бесконечности, т. е. при любом напряжении в диагонали питания ток и напряжение в диагонали нагрузки равны нулю, что возможно только при условии эквипотенциальности точек  $c$  и  $d$ . Найдём уравнение равновесия моста.

В уравновешенном мосте потенциалы точек  $c$  и  $d$  одинаковы, следовательно, одинаковы и падения напряжения на первом и третьем плечах моста, поскольку точка  $a$  является для них общей; то же самое справедливо и для напряжений на втором и четвертом плечах моста:

$$I_1 R_1 = I_3 R_3;$$

$$I_2 R_2 = I_4 R_4.$$

При равновесии моста  $I_n = 0$ , следовательно,  $I_1 = I_2$ , а  $I_3 = I_4$ . Разделив почленно записанные выше равенства, получим **условие равновесия четырехплечего моста**:

$$R_1 / R_2 = R_3 / R_4. \quad (13.46)$$

Таким образом, если заданы сопротивления любых трёх плеч моста и известно, что мост уравновешен, то из условия равновесия всегда можно определить значение сопротивления в оставшемся четвертом плече. В дальнейшем будем полагать, что измеряемое сопротивление всегда включено в первое плечо моста и при  $R_1 = R_{10}$  мост уравновешен.

Обычно мост приводится к равновесию регулировкой сопротивления  $R_3$ . Отношение сопротивлений  $R_2$  и  $R_4$  образует в уравнении равновесия масштабный множитель, значение которого выбирается равным  $10^n$ , где  $n$  – целое положительное или отрицательное число (возможно  $n = 0$ ).

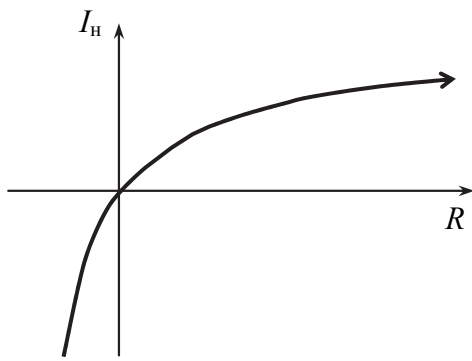


Рис. 13.11. Передаточная характеристика мостовой схемы

Третье плечо моста называют **плечом уравнивания**, а второе и четвертое плечи – **плечами отношения**. С помощью плеч отношения выбирается предел измерения моста.

Неуравновешенные мосты обычно не содержат регулируемых элементов. О значении измеряемой величины в этом случае судят по току или напряжению в диагонали нагрузки.

Таким образом, мост является нелинейным преобразователем сопротивления в ток или напряжение в диагонали нагрузки. При малых  $\Delta R$ , когда справедливо  $|b \cdot \Delta R| \ll 1$ , нелинейностью функции преобразования моста часто пренебрегают, но при этом всегда возникает методическая погрешность нелинейности.

**Чувствительность измерительного моста.**

Чувствительность является важной характеристикой измерительного моста, влияющей на точность измерения. Чувствительность измерительного моста зависит от чувствительности мостовой цепи и сравнивающего устройства. Найдём эту связь.

При анализе чувствительности измерительного моста его структурную схему удобно рассматривать в виде последовательного соединения двух измерительных преобразователей (рис. 13.12): мостовой цепи и сравнивающего устройства. Входной величиной измерительного моста является сопротивление  $R$  (измеряемое или уравнивающее мост), выходной – ток  $I_n$  или напряжение  $U_n$  в диагонали нагрузки. В свою очередь, величины  $I_n$  или  $U_n$  являются входными для сравнивающего устройства; а выходной величиной сравнивающего устройства – угол поворота подвижной части  $\alpha$ .

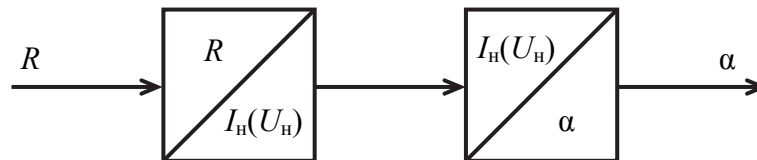


Рис. 13.12. Структурная схема измерительного моста

**Чувствительность измерительного моста**

$$S_M \frac{d\alpha}{dR} = \frac{dI_n}{dR} \frac{d\alpha}{dI_n} = S \cdot S_{cy}, \tag{13.47}$$

где  $S = dI_n / dR$  – чувствительность мостовой цепи по току;

$S_{cy} = d\alpha / dI_n$  – чувствительность сравнивающего устройства к току.

Часто в качестве сравнивающего устройства используется устройство, обладающее бóльшим входным сопротивлением по сравнению с выходным сопротивлением моста относительно диагонали нагрузки. Такое устройство характеризуется чувствительностью к напряжению, действующему на его входе. В данном случае чувствительность мостовой цепи выражают отношением приращения напряжения в диагонали нагрузки к приращению сопротивления в плече моста, вызвавшему приращение напряжения: при разомкнутой цепи нагрузка ( $R_n \rightarrow \infty$ ). Эту чувствительность называют чувствительностью моста по напряжению:

$$T = dU_{hx} / dR, \quad (13.48)$$

где  $U_{hx}$  – напряжение в диагонали нагрузки при  $R_n \rightarrow \infty$ ;

$R$  – сопротивление одного из плеч моста.

В качестве критерия минимально допустимой чувствительности измерительного моста можно принять следующее условие: при равновесии моста изменение измеряемого или уравнивающего сопротивления на значение, соответствующее классу точности моста, должно вызывать заметное отклонение указателя сравнивающего устройства. Если в качестве сравнивающего устройства используется гальванометр, то под заметным отклонением указателя понимается отклонение не меньше, чем на одно деление шкалы.

#### ***Погрешности измерительных мостов.***

Погрешность результата измерения параметров электрической цепи измерительным мостом зависит от ряда причин. В уравновешенных мостах источниками погрешностей являются:

- несоответствие значений параметров элементов плеч моста (сопротивлений, емкостей, индуктивностей) их номинальным значениям, т. е. погрешности элементов плеч моста;
- недостаточная чувствительность моста к измеряемому параметру, не позволяющая точно установить состояние равновесия моста, в результате чего считывание результата измерения производится с мостовой схемы, не уравновешенной до конца, и уравнение равновесия точно не выполняется;
- неучитываемые сопротивления соединительных проводов, изоляции, наличие емкостных связей элементов моста между собой и с внешними предметами и т. п.;
- помехи, обусловленные действием внешних электрических и магнитных полей.

В неуравновешенных мостах к перечисленным выше источникам погрешностей добавляются погрешность измерительного прибора, включен-

ного в диагональ нагрузки моста, несоответствие напряжения питания моста номинальному значению и методическая погрешность, обусловленная нелинейностью функции преобразования моста. Поэтому неуравновешенные мосты применяются в основном для сравнительно грубых измерений, когда допускается погрешность измерения более 1 % диапазона измеряемой величины. Рассмотрим погрешности измерения уравновешенных мостов, обусловленные первыми двумя причинами.

### 13.6.2. Измерение параметров цепей мостовым методом на переменном токе

Мостовая схема на переменном токе может быть представлена в виде четырех последовательно включенных комплексных сопротивлений  $\dot{Z}_1, \dot{Z}_2, \dot{Z}_3, \dot{Z}_4$ , образующих четырехполюсник (рис. 13.13).

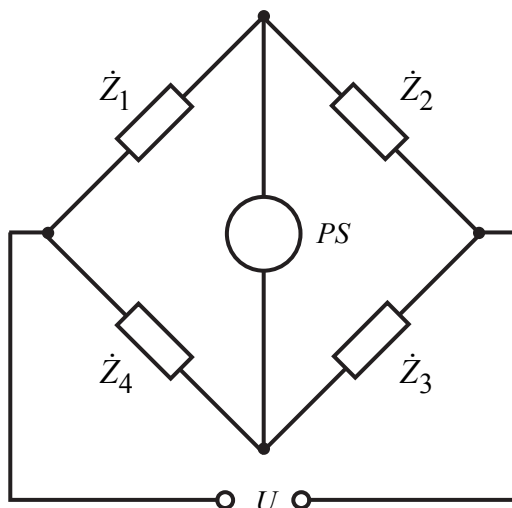


Рис. 13.13. Мостовая схема на переменном токе

Баланс моста наступит в том случае, когда выполнится условие

$$\dot{Z}_1 \cdot \dot{Z}_4 = \dot{Z}_2 \cdot \dot{Z}_3. \quad (13.49)$$

Как известно, комплексное сопротивление можно представить в виде

$$\dot{Z} = |Z| \cdot e^{j\varphi} = R + jX, \quad (13.50)$$

где  $|Z| = \sqrt{(R_e \dot{Z})^2 + (I_m \dot{Z})^2} = \sqrt{R^2 + X^2}$  – модуль комплексного сопротивления;

$$\varphi = \arctg \frac{I_m \dot{Z}}{R_e \dot{Z}} = \arctg \frac{X}{R} \text{ – фаза комплексного сопротивления;}$$

$R = |Z| \cos \varphi$  – активная составляющая комплексного сопротивления;  
 $X = |Z| \sin \varphi$  – реактивная (мнимая) составляющая комплексного сопротивления.

Тогда комплексному уравнению (13.49), с учетом (13.50), соответствуют два скалярных:

а) уравнение модулей (условие баланса модулей)

$$|Z_1| \cdot |Z_4| = |Z_2| \cdot |Z_3|, \quad (13.51)$$

б) уравнение аргументов (условие баланса фаз)

$$\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3. \quad (13.52)$$

Комплексное сопротивление каждого плеча может состоять из последовательно или параллельно соединенных активных сопротивлений, емкостей и индуктивностей в различных сочетаниях, благодаря чему можно получить различные варианты мостовых схем.

Параметры плеч моста переменного тока зависят от частоты напряжения источника питания, следовательно, и равновесие моста в общем случае может иметь место только при определённой частоте. Однако можно выбрать параметры плеч моста такими, при которых условие равновесия не будет зависеть от частоты. Такой мост называется **частотно-независимым**.

Для получения частотно-независимого моста можно, например, сопротивления смежных плеч  $Z_2$  и  $Z_4$  выполнить чисто активными.

Тогда уравнение баланса моста примет вид

$$(R_1 + j X_1) \cdot R_4 = (R_3 + j X_3) \cdot R_2 \quad (13.53)$$

или для активной составляющей

$$R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3,$$

а для реактивной составляющей

$$R_4 \cdot X_1 = R_2 \cdot X_3. \quad (13.54)$$

Из уравнения (13.54) видно, что если активными являются смежные плечи моста  $R_2$  и  $R_4$ , то для получения частотно-независимого моста два других плеча должны содержать однородные реактивности, т. е. должны быть оба либо емкостными, либо индуктивными.

Если противоположные плечи моста  $Z_2$  и  $Z_3$  являются чисто активными, то в этом случае уравнение баланса моста примет вид

$$(R_1 + j X_1) \cdot (R_4 + j X_4) = R_2 \cdot R_3,$$

или для активной составляющей

$$R_1 \cdot R_4 - X_1 \cdot X_4 = R_2 \cdot R_3, \quad (13.55)$$

для реактивной составляющей

$$R_1 \cdot X_4 = -R_4 \cdot X_1. \quad (13.56)$$

Из уравнения (13.56) видно, что если активными являются противоположные плечи моста  $R_2$  и  $R_3$ , то для получения частотно-независимого моста два других плеча должны содержать разнородные реактивности.

**Измерение ёмкости конденсатора.**

При измерении ёмкости конденсатора применяют последовательную или параллельную схему замещения. Последовательная схема в большей степени отвечает случаю, если потери в диэлектрике незначительные; при больших потерях в диэлектрике применяют параллельную схему замещения.

В связи с этим для измерения ёмкости и угла потерь конденсаторов с малыми потерями используют мостовую схему, изображённую на рис. 13.14, а, а с большими – на рис. 13.14, б. На схеме рис. 13.14, а измеряемый конденсатор представлен в виде последовательного соединения ёмкости  $C_x$  и сопротивления потерь  $R_x$ .

Условие равновесия для схемы на рис. 13.14, а имеет вид

$$\left( R_x + \frac{j}{\omega \cdot C_x} \right) R_4 = \left( R_3 + \frac{j}{\omega \cdot C_3} \right) R_2. \quad (13.57)$$

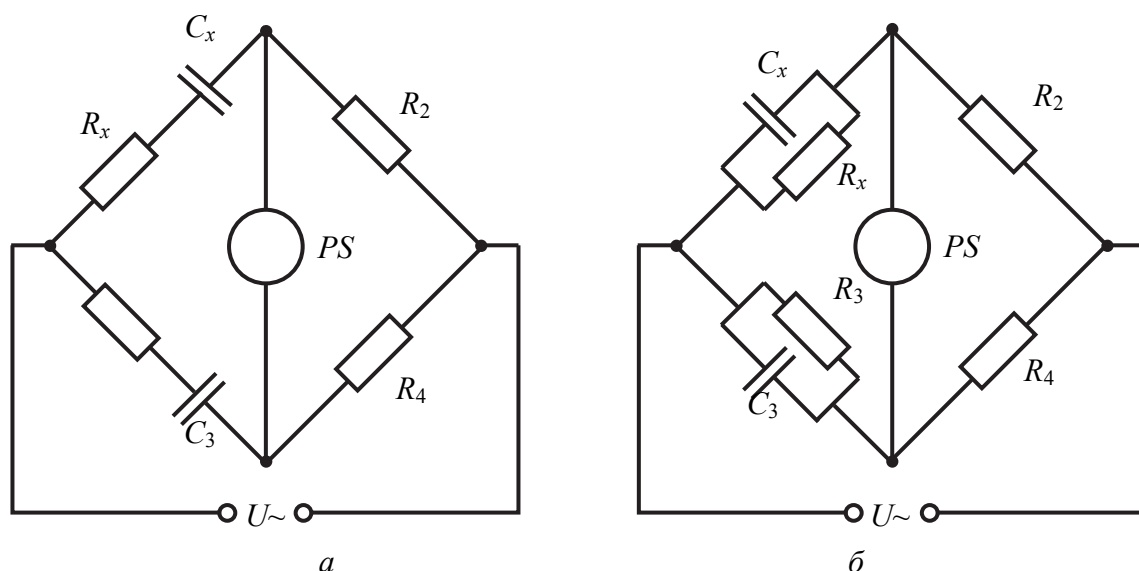


Рис. 13.14. Схемы мостов для измерения ёмкости конденсатора

Разделив в полученном уравнении вещественную и мнимую части, получим уравнения измерений ёмкости конденсатора и сопротивления потерь:

$$C_x = \frac{C_3 \cdot R_4}{R_2}; \quad R_x = \frac{R_3 \cdot R_2}{R_4} \quad (13.58)$$

Тангенс угла потерь для конденсаторов с последовательной схемой замещения

$$\operatorname{tg} \delta_x = \omega \cdot R_x \cdot C_x, \quad (13.59)$$

откуда получим

$$\operatorname{tg} \delta_x = \omega \cdot R_3 \cdot C_3, \quad (13.60)$$

где  $\omega$  – угловая частота напряжения питания моста.

Для схемы с параллельным соединением  $R_x$  и  $C_x$  (рис. 13.14, б) условие равновесия

$$\left( \frac{1}{1/R_x + j\omega C_x} \right) R_4 = \left( \frac{1}{1/R_3 + j\omega C_x} \right) R_2, \quad (13.61)$$

откуда

$$R_x = \frac{R_3 \cdot R_4}{R_2}; \quad C_x = \frac{C_3 \cdot R_2}{R_4}. \quad (13.62)$$

Тангенс угла потерь при параллельной схеме замещения

$$\operatorname{tg} \delta_x = \frac{1}{\omega \cdot R_x \cdot C_x} = \frac{1}{\omega \cdot R_3 \cdot C_3}. \quad (13.63)$$

Уравновешивание этих схем производят поочерёдным изменением сопротивления  $R_3$  и ёмкости  $C_3$ . Для расширения пределов измерения изменяют отношение  $R_2 / R_4$  (или  $R_4 / R_2$ ).

#### **Измерение индуктивности катушки индуктивности.**

В мостовых схемах измерения индуктивности в качестве плеча сравнения может использоваться эталонная катушка индуктивности  $L_3$  (рис. 13.15, а) или эталонный конденсатор  $C_4$  (рис. 13.15, б).

Уравнения равновесия для схемы, изображённый на рис. 13.15, а, имеет вид

$$R_1 (R_x + j \cdot \omega \cdot L_x) = R_2 (R_3 + j \cdot \omega \cdot L_3). \quad (13.64)$$

Приравнявая отдельно действительные и мнимые части уравнения (13.63), находим

$$L_x = \frac{R_2 \cdot L_3}{R_1}; \quad R_x = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_1}. \quad (13.65)$$



В связи с трудностями изготовления эталонных катушек с малыми потерями в мостах переменного тока для измерения индуктивностей в качестве эталонной меры чаще применяется не катушка индуктивности, а конденсатор (рис. 13.15, б).

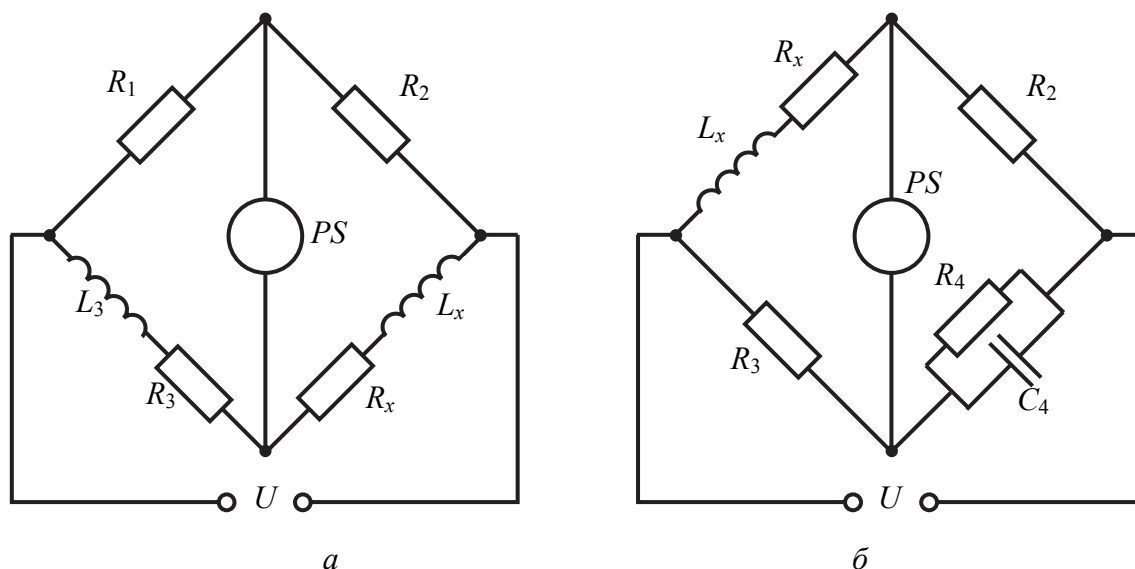


Рис. 13.15. Схемы мостов для измерения катушки индуктивности

Для этой схемы

$$\frac{(R_x + j \cdot \omega \cdot L_x)}{\frac{1}{R_4} + j \cdot \omega \cdot C_4} = R_2 \cdot R_3. \quad (13.66)$$

Разделив в уравнении (13.66) вещественную и мнимую части, получим следующие выражения для измеряемых параметров катушки индуктивности:

$$L_x = C_4 \cdot R_2 \cdot R_3 ; \quad R_x = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_4}. \quad (13.67)$$

Добротность катушки определяется выражением

$$Q_x = \frac{\omega \cdot L_x}{R_x} = \omega \cdot R_4 \cdot C_4. \quad (13.68)$$

Уравновешивание схемы достигается плавной регулировкой параметров  $R_4$  и  $C_4$ . Изменяя произведение  $R_2 \cdot R_3$ , можно расширять пределы измерения моста.

Параллельное соединение элементов  $R_4$  и  $C_4$  в мостовой схеме используют для измерения параметров катушек с низкой добротностью ( $Q < 30$ ).

Для катушек с высокой добротностью лучшую сходимость имеет схема с последовательным соединением  $R_4$  и  $C_4$ .

\*\*\*

В данной главе изложены основные методы измерений. Катушку индуктивности  $L$ , конденсатор  $C$  и резистор  $R$  помимо основного параметра, характеризуют паразитными параметрами, определяющими частотные свойства элементов.

Эквивалентные параметры катушки индуктивности, конденсатора и резистора зависят от частоты. Начиная с некоторых частот, катушки можно характеризовать эквивалентной емкостью, а конденсатор – эквивалентной индуктивностью.

Обычно измеряют эквивалентные параметры. Существуют три основных метода измерений: мостовой, резонансный и преобразования параметра во временной интервал или напряжение.

При мостовом методе измеряемые полные сопротивления сравнивают с образцовыми сопротивлениями, отдельно регулируя действительную и мнимую части последних. Для сравнения используют четырёхплечие, шестиплечие и трансформаторные мосты. Из-за сильных паразитных связей между элементами измерительных мостов такие приборы применяют преимущественно на низких частотах, например 1кГц. Основная погрешность составляет около 0,1 %.

При резонансном методе измеряемые реактивные параметры замещают образцовой ёмкостью, а потери определяют расчётным путем по изменению добротности измерительного контура.

Измерители добротности позволяют измерять параметры  $L$ ,  $C$ ,  $R$  в широком диапазоне частот от десятка килогерц до долей гигагерц со значительной основной погрешностью 2...10 % и более.

Метод преобразования измеряемого параметра в напряжение в простейшем случае реализуют с помощью цепи, состоящей из измеряемого и образцового резистора, подключенной к источнику эталонного напряжения. Измеряемое сопротивление оценивают по падению напряжения на одном из резисторов.

### Контрольные вопросы

1. Какие параметры электрических цепей считаются сосредоточенными, а какие распределенными?

2. Перечислите методы измерения активных сопротивлений, дайте краткую характеристику этим методам.

3. В чем сущность метода вольтметра-амперметра?

4. Мостовые методы измерения на переменном и постоянном токе. Чем отличаются условия равновесия четырехплечего моста на переменном токе от условия равновесия на постоянном токе?

5. Приведите схемы мостов для измерения параметров  $L$ ,  $C$ ,  $R$  и  $\operatorname{tg}\delta$ .

6. Составьте упрощенную функциональную схему куметра и объясните его принцип действия.

## Глава 14. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ

### 14.1. Общие сведения об измерении мощности

Мощность измеряют в пределах от  $10^{-18}$  до  $10^8$  Вт во всём частотном диапазоне от постоянного тока до миллиметровых и более коротких длин волн. При измерениях наряду с абсолютными (ватт, милливатт и т. д.) широко используют относительные (логарифмические) единицы мощности. При этом измеряемую мощность  $P_x$  оценивают числом децибел, определяемым из соотношения

$$\alpha = 10 \log P_x / P_0, \quad (14.1)$$

где  $P_0$  – мощность, принимаемая за исходный уровень;  $\alpha$  измеряется в дБ.

Практически значение  $P_0$  выбирают равным 1 мВт или 1 Вт. В первом случае единица измерения 1 дБ / мВт, во втором – 1 дБ / Вт. В зависимости от соотношения  $P_x$  и  $P_0$  значение  $\alpha$  может быть положительным или отрицательным. Знак минус означает, что  $P_x$  меньше  $P_0$ . Отметим, что относительные единицы измерения имеют ряд существенных преимуществ и применяются для оценки мощности источников радиотехнических сигналов, степени их усиления или ослабления чувствительности приемных устройств, погрешностей измерений и т. д.

Активная составляющая мощности однофазного переменного тока

$$P = U \cdot I \cos \varphi, \quad (14.2)$$

где  $U, I$  – среднеквадратические значения напряжения и тока;  
 $\varphi$  – фазовый сдвиг между ними.

Если нагрузка чисто активная ( $\varphi = 0$ ), то мощность переменного тока

$$P = U \cdot I = I^2 \cdot R_n = U^2 / R_n. \quad (14.3)$$

Отметим, что при активной нагрузке электрическая энергия полностью преобразуется в теплоту и ее количество  $Q$ , выделяющееся за 1 с, пропорционально подведенной мощности:

$$Q = k \cdot P_x, \quad (14.4)$$

где  $k$  – коэффициент пропорциональности.

Электрическую мощность можно измерять непосредственно с помощью приборов, называемых ваттметрами, или косвенно путем измерения величин, входящих в приведенные соотношения. Измерители мощности промышленной частоты наряду со счетчиками энергии служат основой действующей системы учета потребления электрической энергии.

## 14.2. Измерение мощности на звуковых и высоких частотах

Измерение мощности в диапазоне звуковых и высоких частот имеет ограниченное значение, так как на частотах до нескольких десятков мегагерц, как правило, удобнее измерять напряжения и токи, а мощность определять расчетным путем. На частотах свыше 100 МГц вследствие волнового характера процессов значения напряжения и токов теряют однозначность и результаты измерений начинают зависеть от места включения прибора. Вместе с тем поток мощности через любое поперечное сечение линии передачи всегда остается неизменным. По этой причине основным параметром, характеризующим режим работы устройства СВЧ, становится мощность.

Построение ваттметров в соответствии с формулами (14.2) и (14.3) основано на реализации операции умножения. Применяют устройства прямого и косвенного перемножения. Примерами устройств прямого перемножения могут служить измерительные механизмы ваттметров электродинамической системы. Прямое перемножение можно также получить при использовании преобразователей Холла или специальных схем на униполярных (полевых) транзисторах. В устройствах косвенного перемножения произведение величин, входящих в формулу (14.2), осуществляют в результате использования других математических операций, таких как сложение (вычитание), возведение в степень, логарифмирование, интегрирование и т. д.

В измерительной технике применяют схемы, выполненные на квадраторах – устройствах, выходная величина которых пропорциональна квадрату значений, приложенных ко входу. Подобную характеристику имеют термоэлектрические и выпрямительные (диодные) преобразователи, а также специальные нелинейные цепи, воспроизводящие требуемую квадратическую зависимость. Рассмотрим структурную схему ваттметра на квадраторах (рис. 14.1), в основе которого лежит тождество

$$x_1 \cdot x_2 = \frac{1}{4} \left[ (x_1 + x_2)^2 - (x_1 - x_2)^2 \right]. \quad (14.5)$$

В схеме на квадраторах умножения исходных значений их заменяют сложением, вычитанием и возведением в квадрат. В ней, кроме квадраторов, используются суммирующие и вычитающие устройства, в качестве которых могут быть использованы операционные усилители.

Если  $x_1 = U_m \sin \omega t$  и  $x_2 = I_m \cdot R \sin (\omega t - \varphi)$ , то напряжение на входе фильтра составит  $4U_m \cdot I_m \cdot R \sin \omega t \sin (\omega t - \varphi)$ . Положив  $R = 1,0$  Ом и учтя соотношение для произведения синусов двух углов, получим

$$2U_m \cdot I_m \cos \varphi - 2U_m \cdot I_m \cos (2\omega t - \varphi). \quad (14.6)$$

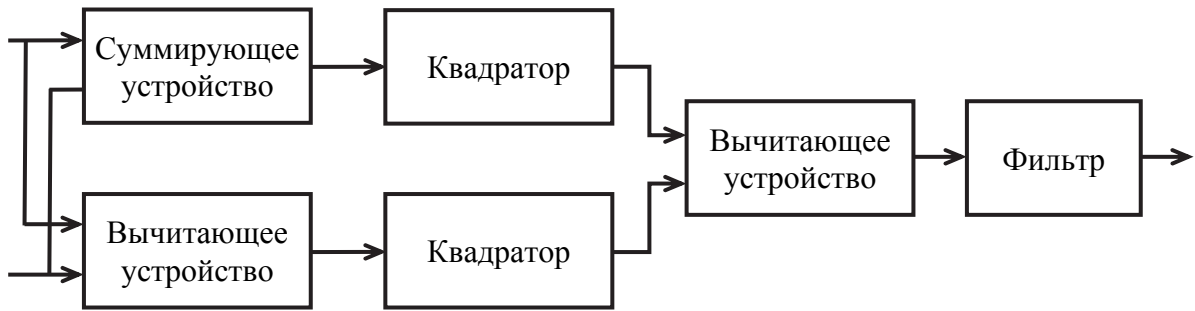
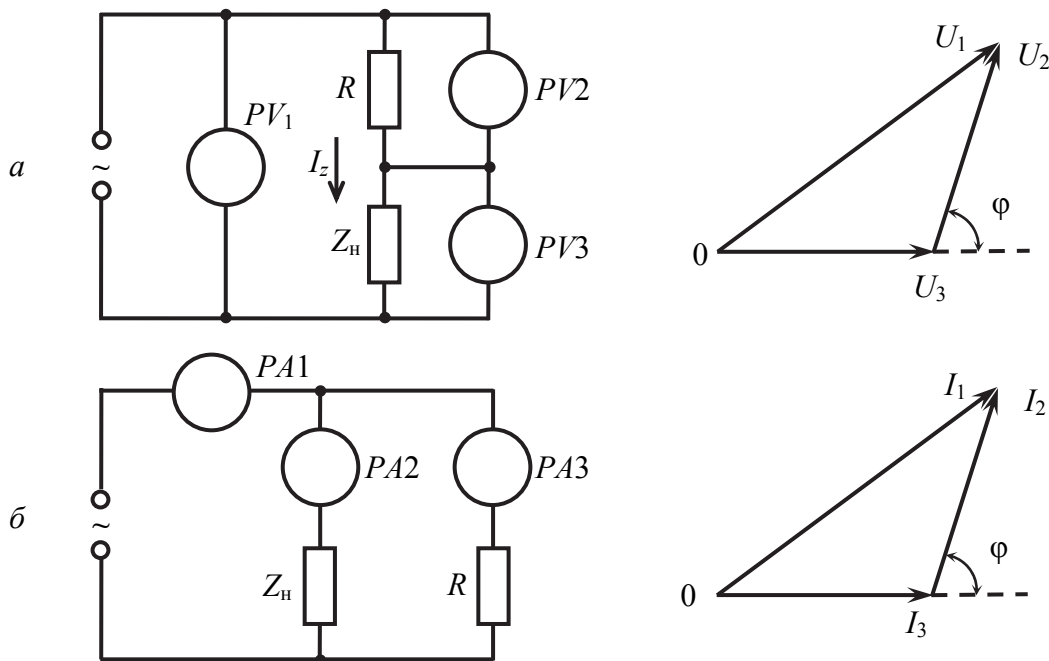


Рис. 14.1. Структурная схема ваттметра на квадраторах

Рис. 14.2. Измерение мощности переменного тока:  
а – способ трёх вольтметров; б – способ трёх амперметров

Соответственно напряжение на выходе фильтра будет пропорционально измеряемой мощности.

Существенным недостатком схем перемножения на квадраторах является необходимость полной идентичности их характеристик. Нарушение этого требования влечёт за собой погрешность измерения. В практических схемах погрешность перемножения составляет несколько процентов.

Кроме указанного выше, в диапазоне звуковых и высоких частот определение мощности, потребляемой произвольной нагрузкой  $Z_n$ , можно выполнить в результате использования схем для измерения  $\cos \varphi$ , приведенных на рис. 14.2.

В первой схеме (способ трёх вольтметров) последовательно с нагрузкой  $Z_n$  включен дополнительный резистор  $R$ . Результаты измерения позволяют построить треугольник напряжений и из него определить

$$\cos \varphi = \frac{(U_1^2 - U_2^2 - U_3^2)}{2 \cdot U_2 \cdot U_3}. \quad (14.7)$$

Сопротивление резистора  $R$  должно иметь значение, близкое к значению  $|Z_H|$ .

Также желательно, чтобы внутренние сопротивления вольтметров во много раз превосходили значение  $|Z_H|$ . По этой причине способ трех вольтметров используют в тех случаях, когда  $Z_H$  достаточно мал.

Вторая схема (способ трёх амперметров) в основном используется при достаточно больших значениях  $Z_H$ . По показаниям амперметров строится треугольник токов, из которого определяют искомое значение  $\cos \varphi$ :

$$\cos \varphi = \frac{(I_1^2 - I_2^2 - I_3^2)}{2 \cdot I_2 \cdot I_3}. \quad (14.8)$$

Во второй схеме желательно использовать амперметры, собственное сопротивление которых мало по сравнению с величиной нагрузки  $|Z_H|$ .

### 14.3. Измерение мощности на промышленных частотах

Более высокую точность умножения схем на квадраторах (рис. 14.1) обеспечивает операция интегрирования, которую применяют в точных измерительных преобразователях активной мощности промышленной частоты. Перемножение реализуют в два этапа. На первом этапе величину  $x_1^{(i)}$  запоминают путём её интегрирования в пределах строго определенного малого интервала времени  $t_n$ :

$$U_{x_1}^{(i)} = k_1 \int_0^{t_n} x_1^{(i)} dt \approx k_1 \cdot t_n \cdot x_1^{(i)}, \quad (14.9)$$

где  $k_1$  – коэффициент пропорциональности;

$t_n$  – постоянный интервал интегрирования;

$i$  – момент дискретизации перемножаемых величин.

На втором этапе реализуют два процесса. Величину  $u_{x_1}^{(i)}$  преобразуют в пропорциональный интервал времени:

$$T_{x_1}^{(i)} = k_2 u_{x_1}^{(i)} = k_1 \cdot k_2 \cdot t_n \cdot x_1^{(i)}, \quad (14.10)$$

где  $k_2$  – коэффициент пропорциональности.

Практически эту операцию выполняют с помощью преобразования, аналогичного используемому в интегрирующих АЦП. Одновременно в пределах того же интервала времени  $T_{x_1}^{(i)}$  осуществляют интегрирование второй перемножаемой величины. Результат интегрирования определяет выражение

$$U_{\text{вых}} = k_3 \int_{t_u}^{t_u + T_{x_1}^{(i)}} x_2^{(i)} dt, \quad (14.11)$$

где  $k_3$  – коэффициент пропорциональности.

Полагая, что  $x_2^{(i)}$  в пределах  $T_{x_1}^{(i)}$  постоянна, имеем

$$U_{\text{вых}} = k_3 \cdot x_2^{(i)} T_{x_1}^{(i)} = k_1 \cdot k_2 \cdot k_3 \cdot t_u \cdot x_1^{(i)} \cdot x_2^{(i)} = k \cdot x_1^{(i)} \cdot x_2^{(i)}, \quad (14.12)$$

где  $k = k_1 \cdot k_2 \cdot k_3 \cdot t_u$  – коэффициент пропорциональности.

Таким образом, выходное напряжение пропорционально произведению входных величин.

Внедрение в измерительную технику микропроцессоров позволяет осуществлять операцию умножения программным способом. При этом определение активной мощности по измеренным мгновенным значениям тока и напряжения сведется к реализации соотношения

$$P = \left(1/T_{\text{пр}}\right) \int_0^{T_{\text{пр}}} U(t) \cdot i(t) dt \approx \left(1/T_{\text{пр}}\right) \sum_{k=1}^{T_{\text{пр}} F} U^{(k)} j^{(k)} \Delta t, \quad (14.13)$$

где  $F = 1 / \Delta t$  – частота дискретизации силы тока и напряжения;

$T_{\text{пр}}$  – период промышленной частоты.

Практически частоту дискретизации выбирают в пределах нескольких десятков килогерц.

#### 14.4. Электродинамические ваттметры

В цепях с током промышленной частоты активная мощность измеряется с помощью электродинамических ваттметров, показания которых со-

ответствуют формуле  $P = \frac{1}{T} \int_0^T u_i dt = UI \cos \varphi$ .

Принцип действия электродинамического ваттметра основан на том, что угол поворота  $\alpha$  рамки (со стрелкой) электродинамического прибора



пропорционален произведению токов, умноженному на косинус угла  $\varphi$  между ними:

$$\alpha = k I_1 I_2 \cos \varphi, \quad (14.14)$$

где  $k$  – постоянный для данного прибора коэффициент.

Пусть требуется измерить активную мощность, потребляемую некоторой нагрузкой  $Z_H$ , к которой приложено действующее значение напряжения  $U_H$  и через неё протекает гармонический ток со средним квадратическим значением  $I_H$ , сдвинутый по фазе на угол  $\varphi$  по отношению к напряжению.

Схема включения катушек ваттметра показана на рис. 14.3, где  $R_{доб}$  – добавочное сопротивление. Если параметры ваттметра выбраны так, что  $R_{доб} \gg Z_H$ , то ток в неподвижной катушке  $I_1 \approx I_H$ , а в подвижной –  $I_2 \approx U_H / R_{доб}$ . Поэтому угол отклонения стрелки  $\alpha$  ваттметра с учетом (14.4) будет пропорционален активной мощности в нагрузке  $P$ :

$$\alpha = (k I_H U_H / R_{доб}) \cos \varphi \approx kP, \quad (14.15)$$

где  $k$  – коэффициент пропорциональности.

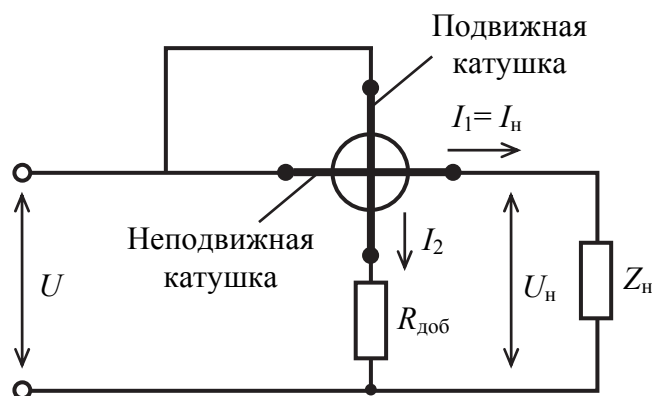


Рис. 14.3. Схема электродинамического ваттметра

Ваттметры электродинамической системы могут применяться для измерения электрической мощности в цепях как постоянного, так и переменного тока, но наиболее широко используют их для измерения мощности промышленной частоты.

## 14.5. Метод, основанный на эффекте Холла

*Эффектом Холла* называют явление возникновения поперечной разности потенциалов во всякой проводящей пластине, помещённой в магнитное поле, если вдоль неё протекает электрический ток и магнитное по-

ле перпендикулярно направлению электрического тока. Под действием магнитной составляющей  $H$  электромагнитного поля заряды, движущиеся с некоторой скоростью, испытывают силу, отклоняющую их к боковой грани пластины. В результате накопления зарядов создается холловское электрическое поле  $E_x$ .

Эффект Холла наиболее явно выражен в полупроводниковых элементах, которые обладают большой подвижностью носителей тока (германий, кремний и др.). Он заключается в возникновении поперечной разности потенциалов  $E^{(x)}$  ЭДС Холла в полупроводниковой пластине, по которой в продольном направлении протекает электрический ток, создаваемый электрическим полем электромагнитной волны, а сама пластина помещена в магнитное поле с индукцией  $B$  (рис. 14.4).

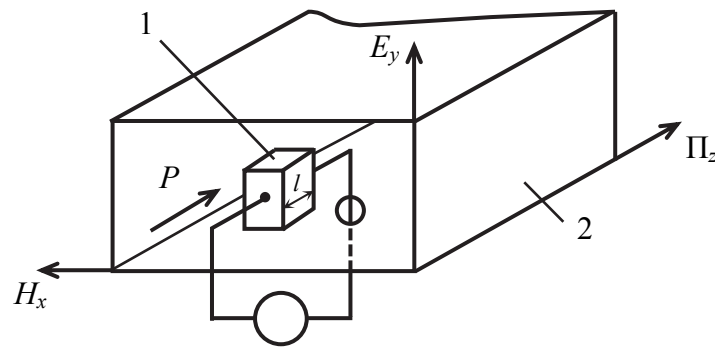


Рис. 14.4. Схема конструкции ваттметра с преобразователем Холла

Под действием электромагнитного поля ( $E_y$  и  $H_x$ ) электрические заряды отклоняются к боковой грани преобразователя 1. Усредненное за период значение напряженности холловского поля

$$E_{cp} = \mu \cdot u \cdot \Pi_{z\,cp}, \quad (14.6)$$

где  $\mu$  – магнитная проницаемость среды, Г/м;

$u$  – подвижность носителей тока, м<sup>2</sup>/В·с;

$\Pi_{z\,cp}$  – плотность потока мощности, Вт/м<sup>2</sup>.

При распространении электромагнитной волны в свободном пространстве сдвиг фаз между составляющими поля равен нулю, поэтому

$$\Pi_{z\,cp} = E_y \cdot H_x / 2, \quad (14.7)$$

где  $E_y$  и  $H_x$  – амплитудные составляющие поля.

Среднее значение ЭДС Холла пропорционально размеру  $l$  пластинки и определяется по формуле

$$E_{cp}^{(x)} = \mu \cdot u \cdot \Pi_{z\,cp}. \quad (14.8)$$

Следовательно, среднее значение ЭДС Холла пропорционально мощности, проходящей через сечение пластинки, и гальванометр можно градуировать в значениях мощности. Чувствительность германиевых элементов невелика и составляет 1...10 мкВ/Вт, у элементов из сурьмянистого индия – 3...7 мкВ/Вт, поэтому для увеличения чувствительности ваттметров используются усилители.

*Достоинствами* ваттметров, в которых используется эффект Холла, являются: линейность градуировки шкалы, простота, надёжность и малая инерционность, что позволяет использовать элементы Холла для измерения импульсной мощности. *Недостатки* этих ваттметров: низкая чувствительность и точность измерений, зависящая от температуры из-за изменения подвижности носителей тока, малый динамический диапазон.

## 14.6. Измерение мощности в диапазоне СВЧ

Способы измерения мощности СВЧ существенно отличаются от рассмотренных. Все они основаны на эквивалентном преобразовании энергии исходных электромагнитных колебаний в другой вид энергии, удобный для измерения. *Средства измерения мощности СВЧ подразделяют на измерители поглощаемой и проходящей мощностей.*

К первой группе относятся приборы, измеряющие мощность, рассеиваемую на активной нагрузке, являющейся частью самого измерительного прибора. Так как нагрузка должна полностью поглощать измеряемую мощность, то использование прибора возможно лишь при отключенном потребителе. Результат измерения будет точным, если входное сопротивление прибора согласовано с внутренним сопротивлением исследуемого генератора или волновым сопротивлением линии передачи.

Ко второй группе относятся приборы, измеряющие мощность, распространяющуюся по линии передачи при нормальной работе потребителя. В основе их принципа действия, как правило, лежит теорема Умова – Пойнтинга, согласно которой плотность потока мощности определяется векторным произведением напряженностей электрической  $E$  и магнитной  $H$  составляющих поля:  $\Pi = E H^*$ . Знак \* означает комплексную сопряжённость.

В диапазонах ВЧ и СВЧ измерение мощности производится прямым методом при помощи специальных приборов – ваттметров.

На частотах свыше 10 МГц широко применяются методы, основанные на преобразовании энергии электромагнитного поля в другие виды энергии, удобные для измерения. Это связано с тем, что размеры входных цепей измерительных устройств  $l$  соизмеримы с длиной волны  $\lambda$ , что явля-

ется одной из причин неоднозначности измерения напряжения и тока. Чаще всего энергию СВЧ преобразуют в энергию постоянного тока.

**Ваттметр СВЧ** – прибор для измерения мощности СВЧ-колебаний, шкала которого проградуирована в единицах мощности (ватт). Ваттметры СВЧ применяются при техническом обслуживании, регулировке, разработке, проверке источников СВЧ-сигналов (генераторов СВЧ).

Основными узлами любого ваттметра СВЧ являются: измерительный преобразователь; измерительный блок ваттметра с отсчётным устройством.

**В измерительном преобразователе** энергия электромагнитных СВЧ-колебаний преобразуется в другой вид энергии (например, в тепловую, механическую и т. п.) или в электрический сигнал, достаточный для измерения низкочастотными устройствами.

**По характеру преобразования электромагнитной энергии** в измерительном преобразователе ваттметры СВЧ подразделяются на следующие типы:

- тепловые ваттметры (калориметрические, болометрические, термисторные, термоэлектрические);
- пндеромоторные ваттметры;
- электронные ваттметры (диодные, на эффекте Холла и др.).

**В зависимости от уровня измеряемой мощности** различают ваттметры:

- малой мощности (до 10 мВт);
- средней мощности (от 10 мВт до 10 Вт);
- большой мощности (свыше 10 Вт).

**В зависимости от конструкции** ваттметры могут быть:

- с коаксиальным входом;
- с волноводным входом.

**По характеру измеряемой мощности** различают ваттметры СВЧ средней и пиковой мощности.

**Среднее значение мощности** в общем случае

$$P_{\text{cp}} = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt, \quad (14.9)$$

где  $T$  – интервал усреднения;

$P(t)$  – мгновенное значение мощности.

Под пиковой мощностью  $P$  понимают усреднённое значение СВЧ пиковой мощности за один период несущей частоты, соответствующей максимуму огибающей импульса мощности.

Связь между пиковой и средней мощностью пикового сигнала выражается зависимостью

$$P_{\text{пик}} = K_{\text{фи}} \cdot Q \cdot P_{\text{cp}}, \quad (14.10)$$

где  $K_{\text{фи}}$  – коэффициент формы импульса, имеющий значение отношения максимальной высоты (пиковой мощности) действительного импульса мощности к высоте эквивалентного прямоугольного импульса той же ширины и площади;

$Q$  – скважность импульсов.

Для СВЧ-радиоимпульсов с огибающей прямоугольной формы  $K_{\text{фи}} = 1$  импульсная мощность (среднее значение мощности в импульсе)

$$P_{\text{и}} = Q \cdot P_{\text{ср}}. \quad (14.11)$$

Если форма импульса отлична от прямоугольной, то понятие импульсная форма становится неопределённой.

Ваттметры по точности подразделяются на следующие классы точности: 1,0; 1,5; 2,5; 4,0; 6,0; 10,0; 15,0; 25,0.

**По способу включения** ваттметров СВЧ в тракт для измерения мощности различают ваттметры: проходящей мощности (проходные) – М2-....; поглощаемой мощности (оконечные) – М3-... . Структурные схемы таких ваттметров представлены на рис. 14.5, *а* и *б* соответственно.

**По назначению** ваттметры можно разделить на следующие группы: установки для поверки ваттметров (М1); преобразователи приёмные (головки ваттметров М5); ваттметры поглощаемой мощности (М3).

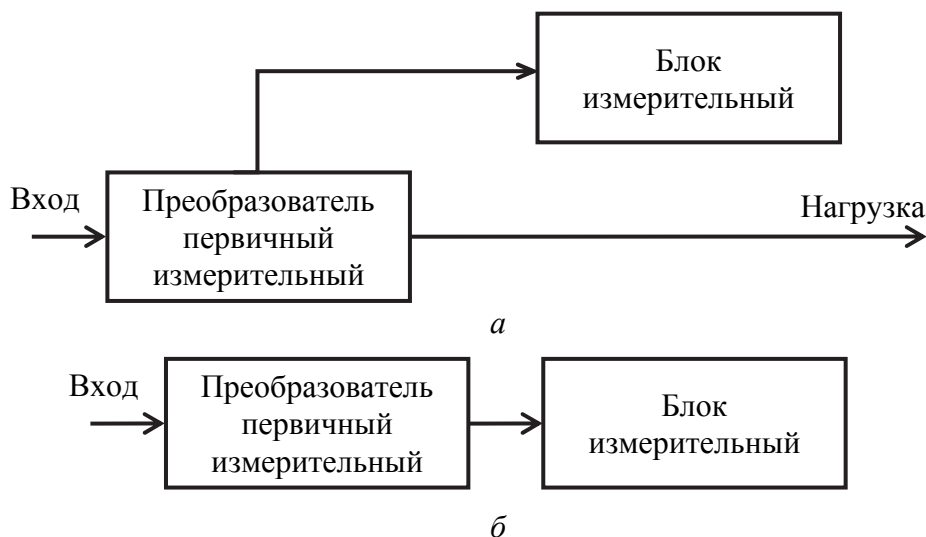


Рис. 14.5. Структурные схемы ваттметров

Принципиальное различие этих групп ваттметров заключается в том, что измерительные преобразователи проходящей мощности потребляют незначительную часть мощности, проходящей в нагрузку, и почти не оказывают никакого влияния на условия распространения электромагнитной энергии в передающем тракте. Измерительные преобразователи ваттмет-

ров поглощаемой мощности (рис. 14.5, б) являются нагрузкой для источника ЭМ колебаний и рассеивают всю подводимую к нему мощность. Измерительная цепь ваттметра СВЧ преобразует выходной сигнал измерительного преобразователя в сигнал, удобный для индикации и подачи на отсчётное устройство. В зависимости от применяемого преобразователя измерительная цепь может быть построена, например, в виде усилителей постоянного или переменного тока НЧ, импульсного усилителя, самобалансирующегося моста, механической измерительной системы.

Отсчётное устройство индицирует измеряемую мощность в аналоговой или цифровой форме.

## 14.7. Калориметрический метод

**Калориметрический способ** – наиболее универсальный способ измерения мощности СВЧ в пределах от единиц милливольт до сотен киловатт. Обычно его используют при точных измерениях относительно больших мощностей. Способ основан на эквивалентном преобразовании измеряемой энергии СВЧ в теплоту и измерении приращения температуры калориметрического тела, поглотившего эту энергию. Энергия СВЧ может рассеиваться непосредственно в калориметрическом теле или на резистивной нагрузке, помещённой в нём. Вне зависимости от формы колебаний результатом измерения будет среднее значение мощности.

Различают два вида калориметрических измерений: статический (адиабатический) и циркуляционный.

**Статический** измеритель (рис. 14.6) состоит из согласованной поглощающей нагрузки, калориметрического тела и измерителя температуры. Измеряемую мощность  $P_x$  по волноводу подводят к нагрузке, преобразуют в теплоту и нагревают калориметрическое тело. Связь между скоростью приращения температуры и значением измеряемой мощности определяется соотношением

$$P_x = \frac{cn(t_2 - t_1)}{0,24 \Delta\tau} \approx 4,17 cm \frac{t_2 - t_1}{\Delta\tau}, \quad (14.12)$$

где  $P_x$  – измеряемая мощность, Вт;  
 0,24 – тепловой эквивалент работы, кал/Дж;  
 $M$  – масса калориметрического тела, г;  
 $c$  – его удельная теплоёмкость, кал/(г · град);  
 $\Delta\tau$  – время измерения, с;  
 $(t_2 - t_1)$  – приращение температуры, °С.

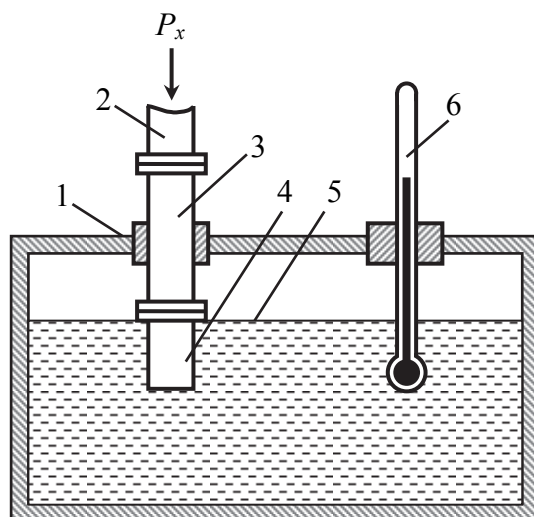


Рис. 14.6. Калориметрический (статический) измеритель мощности

В качестве калориметрического (рабочего) тела используют воду.

Для получения высокой точности измерений необходимо обеспечить надежную теплоизоляцию калориметрического тела от окружающей среды. Для этого в подводящем волноводе предусмотрена теплоизолирующая секция.

Преимуществом способа является простота измерений. Предварительную градуировку ваттметра можно выполнить при рассеивании калиброванной мощности постоянного тока (или тока промышленной частоты). Основным недостатком способа является необходимость в периодическом отключении ваттметра для его охлаждения.

Кроме воды, в качестве рабочего тела используют твердые (объемные или пленочные) поглотители мощности СВЧ. Такой калориметр называют сухим. Он представляет собой коаксиальную или волноводную согласованную нагрузку, помещенную в теплоэкранирующую камеру. Повышение температуры рабочего тела регистрируют с помощью блока дифференциальных термопар, «горячие» спаи которых имеют контакт с рабочим телом, а «холодные» – с корпусом прибора.

Поглощающие нагрузки бывают волноводными и коаксиальными. Корпус нагрузки, вставляемой в торец прямоугольного волновода, представляет собой пустотелый клин из специального диэлектрика с малыми потерями на рабочей частоте. Через нагрузку с постоянной скоростью протекает вода, которая, будучи диэлектриком с большими потерями, обеспечивает непосредственное поглощение мощности СВЧ. Согласование нагрузки с волновым сопротивлением волновода обеспечивают выбором формы и размеров клина. Через основание клина проходят две трубки для включения нагрузки в циркуляционную систему калориметра.

Основными причинами погрешности измерений являются:

- отсутствие точного согласования нагрузки прибора с волновым сопротивлением волновода (коаксиальной линии);
- непостоянство расхода калориметрического тела и изменение его физических характеристик;
- неэквивалентность тепловых потерь при рассеянии энергии СВЧ и энергии низкой частоты.

## 14.8. Метод терморезистора, болометры, термисторы

Для измерения малых уровней мощности применяются терморезисторные ваттметры. В качестве чувствительных элементов – терморезисторов – в таких ваттметрах используются болометры и термисторы, изменяющие своё сопротивление под воздействием измеряемой мощности.

**Болометр** – проволочный или плёночный терморезистор с положительной температурной характеристикой, помещённый в стеклянный (вакуумный или наполненный инертным газом) баллон. Для увеличения чувствительности нить выполняют из материала с высоким температурным коэффициентом сопротивления. Болометры менее чувствительны, чем терморезисторы, но имеют более стабильные характеристики, не зависящие от температуры окружающей среды.

**Термисторы** представляют собой рабочее тело в виде бусинки диаметром 0,2...0,3 мм или цилиндра диаметром 0,2...0,3 мм и длиной 1...1,5 мм из полупроводниковой массы, состоящей из окислов меди, марганца, кобальта, титана и других металлов, спекаемой в специальной среде. В электрическую цепь термистор включают с помощью вваренных в его тело выводов из платины, платиноиридиевого или платинородиевого сплава. Термисторы имеют отрицательный температурный коэффициент (рис. 14.7).

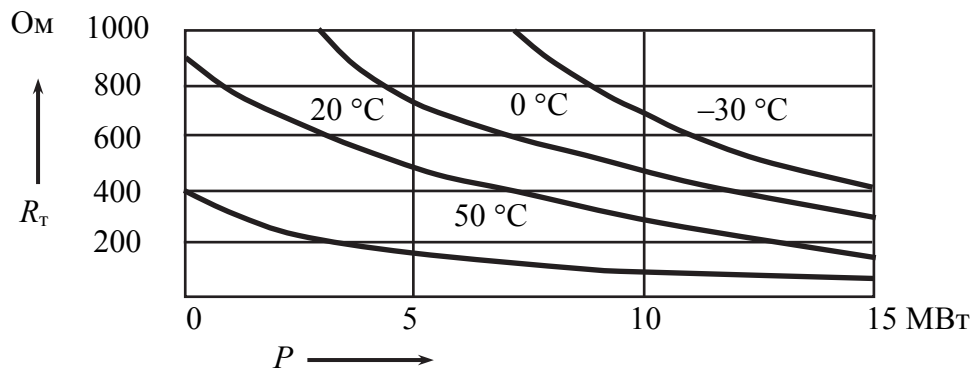


Рис. 14.7. График изменения температурного коэффициента термисторов



Основными характеристиками термистора (болметра) являются:

- сопротивление в рабочей точке, при котором термистор (болметр) согласуется с волновым сопротивлением СВЧ-тракта;
- чувствительность  $\eta = f(P_x) - dR / dP_x$ ;
- тепловая постоянная, характеризующая скорость установления температуры термистора (болметра) при изменении теплового режима;
- максимально допустимая мощность рассеяния.

Эти характеристики обычно указывают в паспорте на терморезистор.

Термистор или болметр помещают внутри измерительной головки, состоящей из отрезка волновода или коаксиальной линии. Изменение сопротивления терморезистора при рассеянии в нем электромагнитной энергии обычно измеряют с помощью мостовых схем. Используют два метода измерения сопротивления термистора: с помощью неуравновешенного и уравновешенного мостов. Неуравновешенные мосты применяют для построения измерителей мощности по типу приборов прямого действия, уравновешенные – в ваттметрах, основанных на методе сравнения.

На практике при конструировании измерительных преобразователей наибольшее распространение получили термисторы, так как они обладают бóльшей чувствительностью и энергией перегорания.

В последнее время широко применяются так называемые термисторные вставки, представляющие собой миниатюрную согласованную нагрузку. Конструктивно термисторный измерительный преобразователь представляет собой отрезок передающего тракта с включёнными на его конце термисторной вставкой (или термистором) и короткозамыкателем.

Терморезисторный метод позволяет создавать измерители малой мощности – от единиц микроватт до десятков милливатт – в диапазоне от метровых до миллиметровых длин волн. Применение плёночных плоских болметров позволяет расширить диапазон измеряемых мощностей до сотен милливатт.

Погрешность измерения терморезисторными мостовыми методами определяется следующими составляющими.

1. Погрешностью измерения мощности замещения  $\delta_1$ , т. е. погрешностью измерительной схемы. В обычных условиях эта погрешность составляет не более 1 %, в то время как экспериментальные данные, полученные на частоте 10 ГГц, свидетельствуют о том, что эта составляющая погрешности может достигать 0,1 %.

2. Погрешностью определения коэффициента эффективности приёмного преобразователя  $\delta K_3$ , которая во многом зависит от точности методов калибровки и собственно калибраторов и составляет от 1 до 5 % в зависимости от диапазона частот.

3. Погрешностью температурного дрейфа, которая при наличии высококачественных схем температурной компенсации может не превышать 0,5 мкВт за 0,5 мин.

4. Погрешностью за счёт отражения мощности от приёмного преобразователя  $\delta_2$  (если в результате измерения вносят поправку на отражённую мощность, то неисключённый остаток погрешности составит не более 0,5 %).

5. Погрешностью рассогласования  $\delta_{pc}$ , которая зависит от значений коэффициентов отражения генератора и нагрузки. Эту погрешность рассчитывают по формулам и определяют по графикам.

С учётом законов распределения составляющих погрешность измерения терморезисторным методом можно рассчитать по формуле

$$\delta = \pm 3 \sqrt{\sum^i (\delta_{i\max} / 3)^2 + \sum^i (\delta_{i\max} / \sqrt{3})^2 + 0,16 \delta_{pc\max}} . \quad (14.13)$$

Без учёта погрешности рассогласования суммарная погрешность измерения мощности терморезисторными методами составляет от 1,0 до 10 % в зависимости от диапазона частот и условий выполнения измерений.

## 14.9. Мостовые методы измерения мощности

Основным элементом термисторного ваттметра является измерительный мост. Могут использоваться неуравновешенные и уравновешенные мосты. Неуравновешенные мосты имеют бóльшую погрешность измерения мощности, обусловленную тем, что чувствительность  $\mu = dR / dP_x$  термистора зависит от температуры окружающей среды и свойств используемого термистора. Кроме того, согласование термистора с трактом СВЧ зависит от уровня измеряемой мощности. Поэтому в ваттметрах СВЧ, как правило, применяются уравновешенные мосты (рис. 14.8).

В одно из плеч моста включено сопротивление термистора измерительного преобразователя. Для обеспечения максимальной чувствительности сопротивления плеч выбираются равными  $R$ , которое в свою очередь равно волновому сопротивлению  $\rho$  СВЧ-тракта. Начальный баланс моста (до подачи мощности СВЧ) устанавливается с помощью переменного резистора  $R_0$ . При этом изменяется подводимое к мосту напряжение постоянного тока, а следовательно, и ток, протекающий через термистор. При некотором значении тока  $I_1$  сопротивление термистора становится равным  $R_T = R = \rho$ . При этом мощность, рассеиваемая на термисторе от источника постоянного тока,

$$P_T = R \cdot I_T^2 = \frac{R \cdot I_1^2}{4}, \quad (14.14)$$

где  $I_T$  – ток, протекающий через термистор.

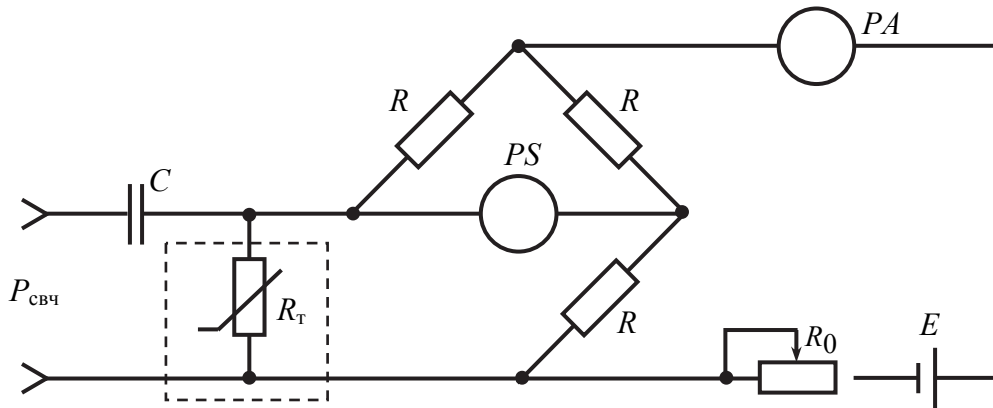


Рис. 13.8. Упрощенная схема термисторного ваттметра

После подачи мощности СВЧ термистор нагревается и изменяет свое сопротивление. Баланс моста нарушается и в его диагонали появляется ток. Для восстановления равновесия мостовой схемы ток в общей цепи с помощью резистора  $R_0$  уменьшается до значения  $I_2$ . Происходящий при этом процесс может быть описан следующей цепочкой:

$$P_{\text{СВЧ}} \rightarrow R_T \downarrow \rightarrow I_1 \uparrow \rightarrow R_0 \uparrow \rightarrow I_T \downarrow \rightarrow P_{\text{ТЗ}} \downarrow \rightarrow P_{\text{СВЧ}} + P_T = \text{const},$$

где  $\uparrow\downarrow$  – возрастание или убывание параметра соответственно.

При выполнении условия баланса моста можно записать выражение

$$P_T = \frac{R \cdot I_1^2}{4} = \frac{R \cdot I_2^2}{4} + P_x. \quad (14.15)$$

Приравняв выражения (14.14) и (14.15) получим, что измеряемая мощность равна

$$P_x = \frac{R}{4} (I_1^2 - I_2^2). \quad (14.16)$$

В данном случае используется метод замещения, т. е. тепловое воздействие мощности СВЧ на термистор замещается воздействием постоянного тока, мощность которого и измеряется. В момент равновесия моста  $R_T = R = \rho$ , поэтому согласование термистора с линией передачи не нарушается.

Для предотвращения влияния изменения окружающей температуры на точность измерения в термисторных ваттметрах применяют различные

методы компенсации. Наиболее распространен способ компенсации, основанный на применении двух измерительных мостов, один из которых является рабочим, а второй – компенсационным. В обоих мостах используются идентичные по своим характеристикам термисторы, которые находятся в измерительном преобразователе в аналогичных температурных условиях. Компенсационный термистор изолирован от воздействия СВЧ-энергии, поэтому его сопротивление зависит только от температуры окружающей среды. Сопротивление рабочего термистора зависит как от температуры окружающей среды, так и от уровня действующей на него мощности СВЧ. Это позволяет снизить влияние температуры окружающей среды на точность измерения мощности в 10...20 раз. Компенсационный мост применяется практически во всех термисторных ваттметрах (МЗ-22А, МЗ-28).

### 14.10. Термоэлектрический метод измерения мощности СВЧ-сигналов

Термоэлектрический метод основан на преобразовании энергии СВЧ в тепловую с помощью термопар с последующим измерением термоЭДС ( $E$ ), которая пропорциональна рассеиваемой СВЧ-мощности ( $P_{\text{СВЧ}}$ )

$$E \approx K_{\text{пр}} P_{\text{СВЧ}}, \quad (14.17)$$

где  $K_{\text{пр}}$  – коэффициент преобразования термопары, мВ/мВт.

Конструктивно термоэлектрические преобразователи выполняют в виде вставки (рис. 14.9, а).

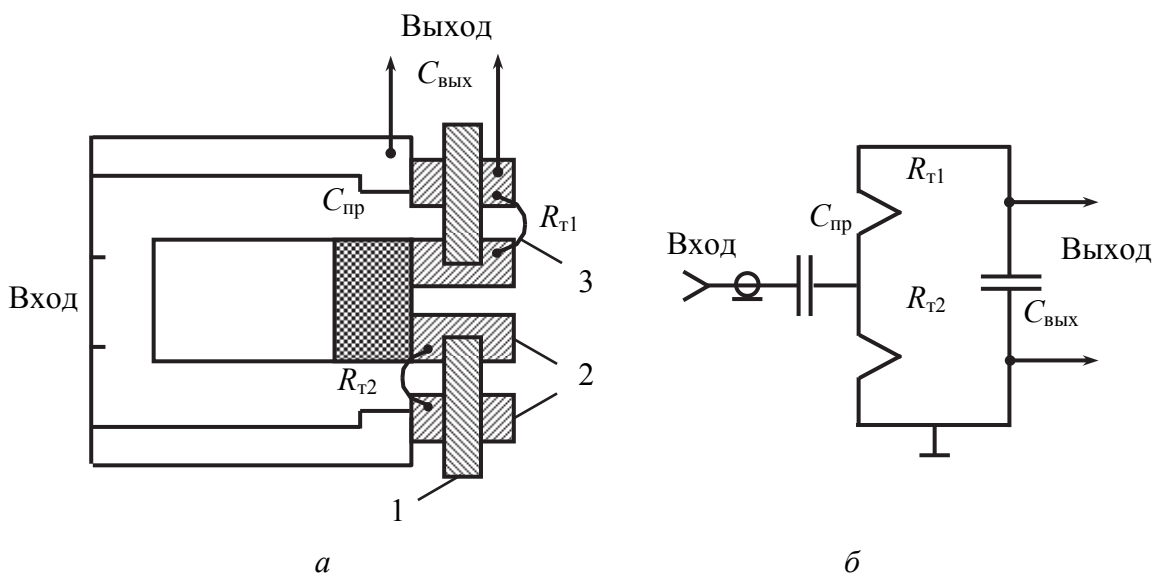


Рис. 14.9. Термоэлектрический преобразователь

На слюдяной диск 1 напыляются плёночные контакты 2, обеспечивающие подсоединение вставки. К контактам крепится термопара 3, представляющая собой интегральную тонкопроволочную СВЧ-схему, выполненную на коротком отрезке стеклянного волокна малого диаметра. Наибольшее распространение получили термопары «висмут – сурьма», у которых  $K_{пр} = 0,5...2,5$  мВ/мВт.

Для повышения чувствительности преобразователя термопары выполняются дифференциальными и по высокой частоте, как видно по эквивалентной схеме (рис. 14.9, б), соединяются параллельно, а по постоянному току – последовательно, что обеспечивается конструктивно конденсаторами с ёмкостями  $C_{пр}$  и  $C_{вых}$ . Эти конденсаторы представляют короткое замыкание для СВЧ-токов и большое сопротивление для постоянного и низкочастотного тока, используемого для калибровки. Ёмкость  $C_{пр}$  (300...400 пФ) предотвращает ответвление тока калибровки в цепь источника СВЧ-сигналов.

Термоэлектрическая вставка может размещаться в коаксиальном или волноводном тракте, образуя преобразователь (термоэлектрическую головку), подключаемый к измерительному прибору. На выходе преобразователя при подаче на его вход измеряемой мощности появляется термо-ЭДС, которую можно измерить высокочувствительным вольтметром постоянного тока. В схемах ваттметров используются как аналоговые вольтметры (МЗ-21А), так и цифровые (МЗ-51, -52, -53, -90, -93).

Так как чувствительность преобразователя невелика, в вольтметрах постоянное напряжение измеряется милливольтметром постоянного тока (рис. 14.10).

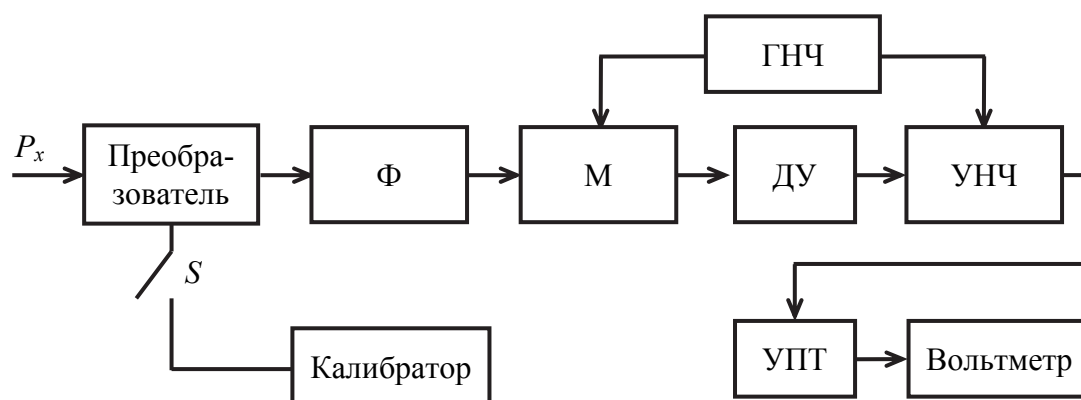


Рис. 14.10. Структурная схема термоэлектрического ваттметра

Для компенсации разброса чувствительности термоэлектрических преобразователей в ваттметрах предусматривается предварительная калибровка. Перед измерением мощности на преобразователь подаётся калибровочная мощность (при включенном ключе  $S$ ). Изменением чувствительно-

сти милливольтметра добиваются необходимых показаний ваттметра. В качестве калибраторов используют стабилизированные автогенераторы или генераторы напряжения типа «меандр» с частотой 20...50 кГц.

Наличие в приборе калибратора позволяет уменьшить имеющуюся некоторую зависимость характеристик преобразователя от температуры окружающей среды и их изменения при замене термопар.

При использовании цифровых вольтметров реализуется метод преобразования измеряемого напряжения в пропорциональный временной интервал с последующим измерением последнего, как в вольтметрах с времяимпульсным преобразованием.

К основным *достоинствам* термоэлектрических ваттметров относятся:

- малая зависимость результата измерения от температуры окружающей среды;
- широкий частотный диапазон (до 37,5 ГГц);
- малая инерционность (40...50 мс), определяемая быстродействием датчика.

Основными *недостатками* термоэлектрических ваттметров являются малые пределы измерений средней мощности и недостаточная устойчивость к перегрузкам.

### 14.11. Измерение проходящей мощности

Применение измерителей поглощаемой мощности при эксплуатации передающих устройств радиотехнических средств затруднено, поэтому возникает необходимость применять средства измерений проходящей мощности.

**Под проходящей мощностью понимают мощность, рассеиваемую в нагрузке линии передачи.** Известно, что при идеально согласованной нагрузке ( $\Gamma_n = 0$ ) в линии передачи отсутствует отраженная волна и мощность, проходящая в нагрузку, равна падающей:  $P_{\text{прох}} = P_{\text{согл}} = P_{\text{пад}}$ . В реальных случаях  $\Gamma_n \neq 0$  и проходящая мощность всегда меньше падающей:

$$P_{\text{прох}} = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}} = P_{\text{пад}} \cdot (1 - |\Gamma_n|^2). \quad (14.18)$$

В зависимости от типа применяемых преобразователей и вида связи чувствительных элементов с полем СВЧ различают следующие методы измерения проходящей мощности:

- метод поглощающей стенки;
- зондовый;
- пондеромоторный;
- метод направленных ответвителей.

### 14.11.1. Метод поглощающей стенки

**Метод поглощающей стенки** основан на измерении мощности, рассеиваемой в термочувствительном резистивном элементе, который представляет собой участок линии передач с потерями, с последующим определением проходящей мощности в соответствии и формулой

$$P_{\text{прох}} = K \cdot P_{\text{рас}}, \quad (14.19)$$

где  $K$  – коэффициент, обратно пропорциональный коэффициенту связи;

$P_{\text{рас}}$  – мощность СВЧ, рассеянная в термочувствительном резисторном элементе.

В простейшей конструкции ваттметра проходящей мощности, основанного на данном методе, часть боковой стенки волновода заменена термочувствительным элементом (энтракометром) в виде поглощающей стенки из платины.

### 14.11.2. Зондовый метод

**Под зондом понимают устройство, содержащее преобразователь и элемент связи.** Размеры элемента связи выбирают такими, чтобы его влияние на поле в линии передачи и вносимые потери были пренебрежимо малы. С помощью зондов измеряют величину, пропорциональную напряжению (току) или напряжённости поля в линии передачи, а проходящую мощность определяют по известным соотношениям. В качестве зонда используют термопары, болометры, диоды СВЧ, другие СВЧ-датчики.

Неподвижный зонд в зависимости от частоты, фазы коэффициента отражения нагрузки и расстояния до нее может попасть в минимум  $U_{\text{пад}}(1 - |\Gamma_{\text{н}}|)$  или максимум поля  $U_{\text{пад}}(1 + |\Gamma_{\text{н}}|)$ . Поэтому показания индикатора однозондового ваттметра  $P$  при одном и том же уровне мощности могут принимать любое значение от  $P_{\text{пад}}(1 - |\Gamma_{\text{н}}|)^2$  до  $P_{\text{пад}}(1 + |\Gamma_{\text{н}}|)^2$ . Так возникает погрешность рассогласования.

Для уменьшения погрешности рассогласования применяют многозондовые преобразователи. Если преобразователь рассчитан на фиксированную частоту, то достаточно применить два идентичных зонда, расположенных на расстоянии  $\lambda_{\text{в}}/4$  друг от друга и просуммировать их выходные сигналы. Если преобразователь рассчитан на работу в полосе частот, то зонды располагают в виде неэквидистантной решетки следующим образом. Пару зондов располагают на расстоянии  $\lambda_{\text{в1}}/4$ , затем вторую пару зондов, расстояние между которыми также составляет  $\lambda_{\text{в1}}/4$ , располагают на расстоянии  $\lambda_{\text{в2}}/4$  относительно первой пары, а входные сигналы всех зондов суммируют. Такой четырехзондовый преобразователь не имеет зависимости показаний от фазы коэффициента отражения на двух частотах,

соответствующих длинам волн  $\lambda_{в1}/4$  и  $\lambda_{в2}/4$ . Многозондовый преобразователь с числом зондов  $2^n$  оказывается согласованным на  $n$  частотах диапазона. При этом частоты выбираются так, чтобы обеспечить минимальное рассогласование во всем рабочем диапазоне частот.

### 14.11.3. Пондеромоторный метод

*Пондеромоторный метод* основан на измерении силы механического воздействия электромагнитного поля на чувствительные элементы, помещённые в тракт СВЧ, или непосредственно на стенки волноводного тракта. Давление электромагнитных волн на отражающую поверхность было экспериментально подтверждено еще в опытах П.П. Лебедева в 1900 г. Из физики известно, что сила  $F$ , действующая на отражающую поверхность,

$$F = \frac{P_{\text{пад}}}{C} (1 + |\Gamma_{\text{н}}|), \quad (14.20)$$

где  $\Gamma_{\text{н}}$  – коэффициент отражения отражающей поверхности.

Следовательно, для измерения мощности  $P_{\text{пад}}$  достаточно измерить силу  $F$ , действующую на отражающую поверхность с известным коэффициентом отражения  $\Gamma_{\text{н}}$ .

Существуют **два основных способа** практической реализации пондеромоторного метода.

В ваттметрах, реализующих *первый способ*, часть боковой стенки волновода заменяется упругой пластинкой, которая деформируется под воздействием проходящей мощности. Изгиб пластинки измеряется с помощью пьезоэлектрических или конденсаторных элементов. При этом верхний предел измеряемой мощности практически ограничивается электрической прочностью волновода.

В ваттметрах, реализующих *второй способ*, электромагнитная волна оказывает давление на помещённый в волновод чувствительный элемент, который поворачивается вокруг оси подвеса на некоторый угол, пропорциональный мощности СВЧ. Такие ваттметры называются иногда крутильными. Они позволяют измерить уровень мощности 0,1...1 Вт.

*Достоинствами* пондеромоторных ваттметров являются возможность их использования вплоть до миллиметрового диапазона волн, высокие перегрузочные характеристики и точность измерений мощности. Так, если ваттметр согласован с трактом (КСВ не более 1,05), то погрешность измерений не превышает  $\pm 1,5\%$ .

Среди *недостатков* пондеромоторных ваттметров надо отметить зависимость их показаний от степени согласования нагрузки и чувствительность к вибрациям и, следовательно, недостаточную надёжность.



Такие ваттметры узкополосны и для повышения точности измерений необходимы графики частотных поправок, из-за чего ограничивается их область применения.

Пондеромоторные ваттметры могут использоваться в качестве встроенных приборов.

#### 14.11.4. Метод направленных ответвителей

Для измерения проходящей мощности могут быть использованы ваттметры поглощаемой мощности, включаемые в боковые плечи направленных ответвителей. Один из них ориентирован на падающую мощность, а второй – на отражённую.

Наиболее распространённая на практике схема измерения проходящей мощности, состоящая из направленного ответвителя и ваттметра малой мощности поглощающего типа, приведена на рис. 14.11.

Значение проходящей мощности

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}} = P_{\text{пад}} (1 - |\Gamma_{\text{н}}|^2) = K \frac{1 - |\Gamma_{\text{н}}|^2}{|1 - \Gamma_{\text{в}} \Gamma_{\text{н}}|^2} P_{\text{в}}, \quad (14.21)$$

где  $K$  – коэффициент передачи направленного ответвителя;

$\Gamma_{\text{в}}$ , ( $\Gamma_{\text{н}}$ ) – коэффициент отражения ваттметра (нагрузки);

$P_{\text{в}}$  – показания ваттметра.

Обычно коэффициент передачи  $K$  составляет 15...30 дБ (30...1 000 раз).

Применение однонаправленного ответвителя (рис. 14.11) целесообразно при нагрузках с небольшим коэффициентом отражения и невысоких требованиях к точности измерения мощности. При нагрузке с коэффициентом отражения 0,1 (КСВ равен 1,2) разница между падающей и проходящей мощностью не превышает 1 % и расчет можно вести по приближенной формуле

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{пад}} = K P_{\text{в}}. \quad (14.22)$$

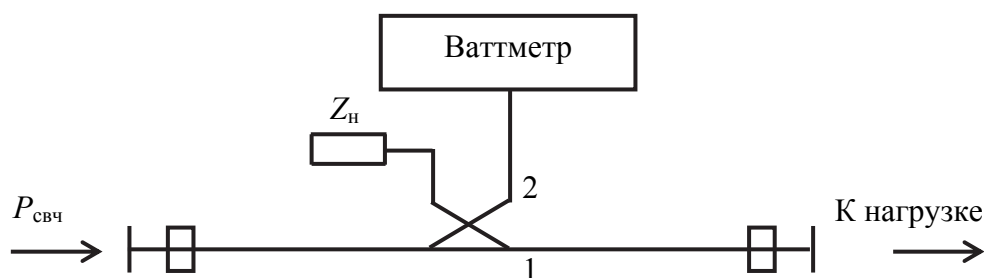


Рис. 14.11. Схема измерения проходящей мощности с одним направленным ответвителем



Рис. 14.12. Схема измерения проходящей мощности с двумя направленными ответвителями

Для уменьшения погрешности измерения проходящей мощности при больших коэффициентах отражения генератора и нагрузки в измерительный тракт включают два идентичных направленных ответвителя: один ориентирован таким образом, чтобы ответвлять падающую волну, другой – отраженную (рис. 14.12). Вторые выходы направленных ответвителей нагружают на согласованную нагрузку.

Значение проходящей мощности, которую развивает генератор на реальной нагрузке,

$$P_{\text{пр}} = K_1 P_{\text{пад}} - K_2 P_{\text{отр}} \cong (P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}}) K, \quad (14.23)$$

где  $K_1, K_2$  – коэффициенты передачи направленных ответвителей.

Обычно  $K_1 \cong K_2 = K$ .

Суммарная погрешность метода

$$\delta_{\Sigma} = \sqrt{\delta_K^2 + \delta_{\text{рас}}^2 + \delta_0^2} \quad (14.24)$$

определяется следующими составляющими:

- погрешностью определения переходных ослаблений направленных ответвителей и их зависимостью от частоты ( $\delta_K$ );
- погрешностью рассогласования ( $\delta_{\text{рас}}$ );
- погрешностью ваттметра поглощаемой мощности ( $\delta_0$ ).

*Достоинства* метода: возможность применения ваттметров поглощаемой мощности малого уровня для измерения больших уровней проходящей мощности и хорошее согласование с трактом за счёт применения ответвителей с высокой направленностью (в том числе настраиваемых ответвителей).

*Недостатки* метода: необходимость введения частотной зависимости  $K$  в виде графиков или таблиц, увеличение массы и габаритных размеров ваттметров за счёт направленных ответвителей.

### 14.12. Измерение весьма малой мощности. Радиометры

В радиотехнической практике иногда возникает необходимость измерения таких малых значений мощности СВЧ, на которые не рассчитаны рассмотренные выше методы и ваттметры, например мощности собственного шума высокочувствительных радиоприемников и антенно-фидерных устройств систем космической связи или шумов внеземного происхождения, являющихся основной информацией в радиоастрономии. Если измеряемая мощность больше  $10^{-12}$  Вт, то измерение выполняют с помощью выпускаемых для этой цели измерителей помех или измерительных приемников с соответствующими диапазоном частот и чувствительностью. Если уровень измеряемой мощности ниже уровня собственных шумов измерительного устройства, то применяют модуляционный метод измерения в сочетании с методами сравнения и накопления.

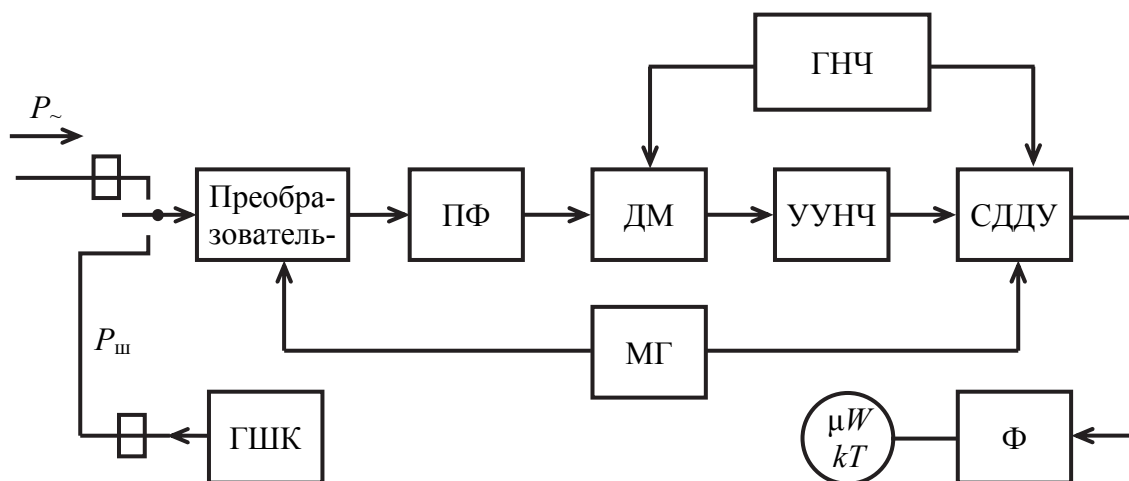


Рис. 14.13. Структурная схема метода измерения малой мощности

Шумовой сигнал модулируется синусоидальным напряжением низкой частоты с помощью модулятора М и модуляционного генератора МГ (рис. 14.13) и поступает на широкополосный супергетеродинный СВЧ-приёмник. Напряжение промежуточной частоты после детектирования с помощью квадратичного детектора Д преобразуется в сигнал низкой частоты, значение которого пропорционально мощности входного сигнала. Этот сигнал проходит через узкополосный усилитель низкой частоты УУНЧ, настроенный на частоту модулирующего напряжения, и затем на синхронный детектор СДДУ. С выхода последнего постоянное напряжение поступает на фильтр нижних частот Ф с постоянной времени, достигающей десятков секунд, и регистрируется выходным магнитоэлектрическим индикатором, градуированным в единицах мощности и  $kT$ .

Выигрыш в чувствительности оценивают по формуле

$$Q = \sqrt{2\Delta f \tau},$$

где  $2\Delta f$  – полоса пропускания приёмника до детектора;

$\tau$  – постоянная времени фильтра нижних частот.

Например, при  $2\Delta f = 8$  МГц и  $\tau = 60$  с  $Q = 22\,000$ , т. е. выигрыш в чувствительности превышает четыре порядка. Такие высокочувствительные измерители мощности называют **радиометрами**. Для определения абсолютного значения измеренной мощности радиометр необходимо перед каждым измерением тщательно калибровать, для чего предусмотрен калибровочный генератор шумовых сигналов ГШК. Чувствительность радиометров составляет  $10^{-15}$  Вт ( $0,1 kT_0$ ), погрешность  $\pm 0,5$  дБ, число единичных измерений должно быть не менее 10.

По способу измерения сигнала радиометры делятся на компенсационные, модуляционные и корреляционные.

**Радиометр компенсационного типа** – это чувствительный приёмник с узкополосным ФНЧ, установленным между детектором и измерительным прибором постоянного тока (рис. 14.14). Все узлы радиометра, включая детектор, такие же, как и у обычного супергетеродинного приёмника. Работа прибора сводится к измерению мощности шума, поступающего от контролируемого генератора шума через калиброванный аттенуатор, который включается в случае высокого уровня измеряемого шума.

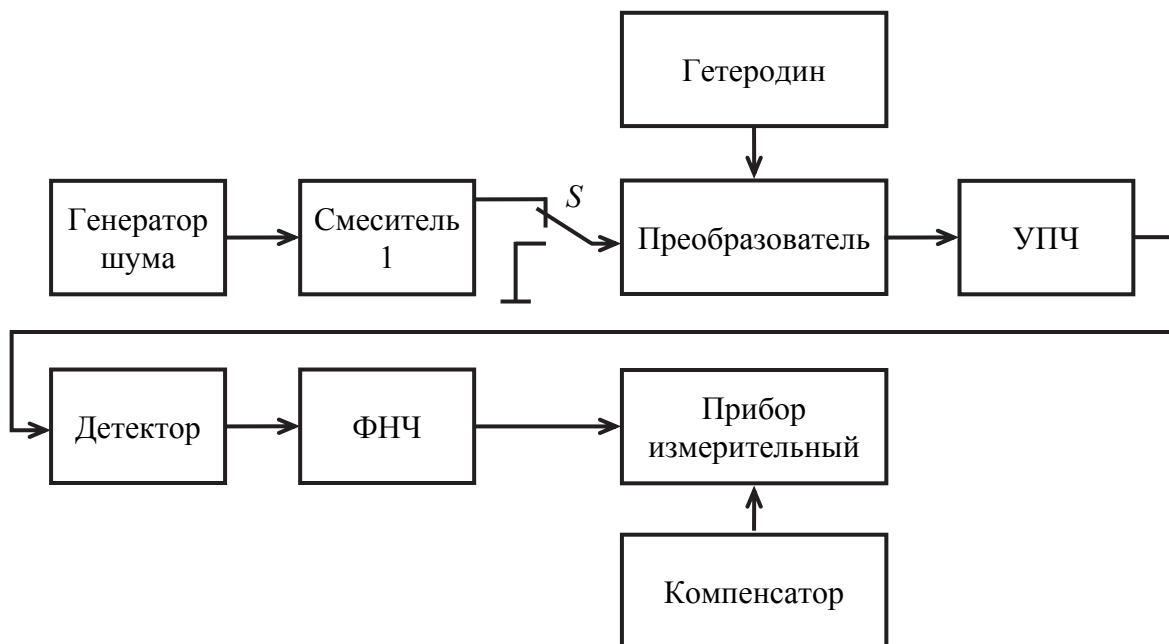


Рис. 14.14. Структурная схема компенсационного радиометра

При измерении собственного шума радиометра в отсутствие контролируемого входного сигнала входные зажимы приёмника закорачиваются и фиксируется показание измерительного прибора. Затем измеряется сам шумовой сигнал по приращению постоянной составляющей, контролируемому измерительным прибором. Для увеличения чувствительности радиометра постоянную составляющую тока детектора, возникающую за счёт собственных шумов приёмника, компенсируют с помощью источника стабильного постоянного напряжения прибора. Однако компенсация собственных шумов приёмника не может быть обеспечена в течение продолжительного времени, что и проявляется в виде хаотических колебаний стрелки измерительного прибора.

Значительно большее распространение получили **модуляционные радиометры**.

В модуляционном радиометре (рис. 14.15) на вход приёмника поочередно подключаются шумовые сигналы от контролируемого генератора и эталонной меры шума. Переключение этих сигналов осуществляется с частотой модуляции. Модулированные шумовые сигналы усиливаются и поступают на амплитудный детектор. Сигнал на выходе амплитудного детектора имеет спектр, симметричный относительно частоты  $f_0$ . Из этого спектра с помощью фазового детектора выделяется составляющая основной частоты модуляции.

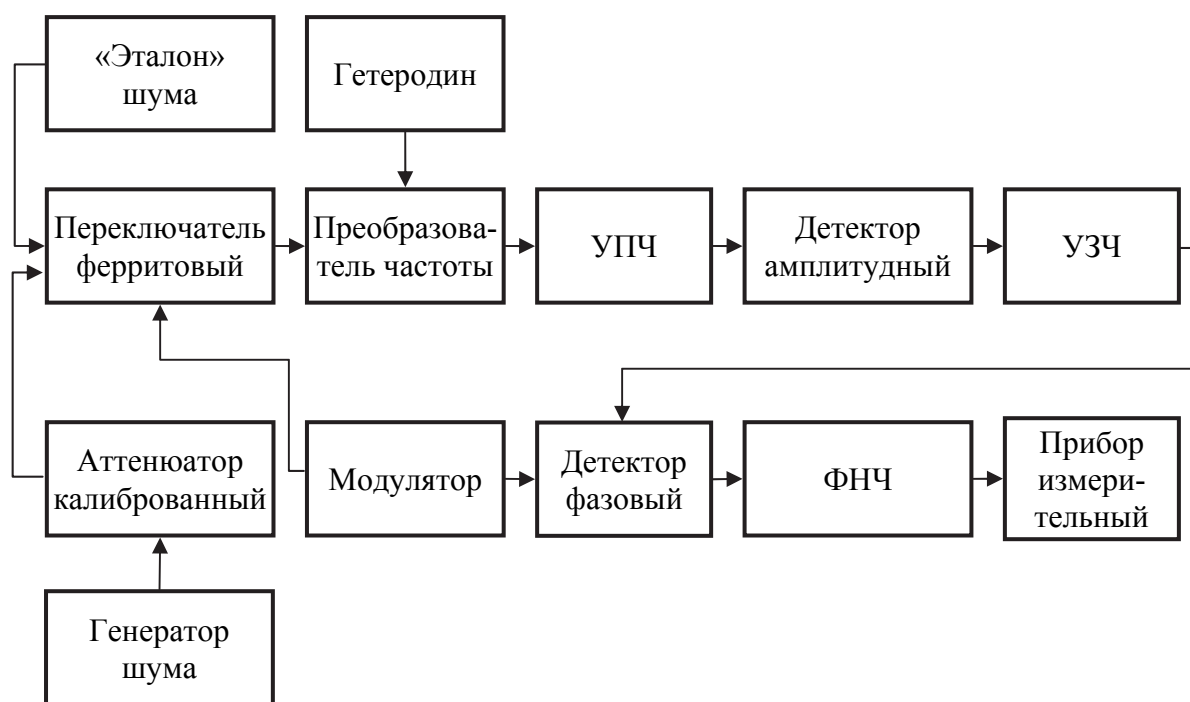


Рис. 14.15. Структурная схема модуляционного радиометра

По способу отсчёта выходного уровня шумового сигнала модуляционные радиометры подразделяются *на приборы с непосредственным и нулевым отсчётами*. У первой группы приборов отсчёт результата измерений производится по измерительному прибору, показания которого пропорциональны амплитуде модулирующего напряжения, которая, в свою очередь, пропорциональна разности уровней шумов генератора и эталонной меры. У второй группы приборов с помощью регулировки уровня шума эталонной меры показания индикатора радиометра устанавливают равными нулю. Отсчёт при этом производится по эталонной мере шума.

Часто в измерительных приёмниках также предусматривается возможность работы в режиме модуляционного радиометра. Это не только расширяет область его применения, но и заметно увеличивает чувствительность. Например, у приёмника П5-13 в этом режиме она достигает  $3 \dots 10^{-13}$  Вт.

\*\*\*

Данная глава посвящена измерению мощности. Мощность является энергетическим параметром, удобным для описания сигналов на СВЧ. Мощность немодулированных колебаний характеризуют ее средним значением за период колебаний. Колебания с импульсной модуляцией описывают средней за время действия импульса мощностью, называемой импульсной. Пиковую мощность определяют как среднее за период колебаний значение мощности в максимуме огибающей радиоимпульса.

Различают поглощаемую мощность, рассеиваемую в согласованной нагрузке, и мощность, проходящую через данное сечение линии передачи. Мощности делят на малые (до 10 мВт), средние (от 10 мВт до 10 Вт) и большие (более 10 Вт).

Погрешность измерений поглощаемой мощности зависит от коэффициентов отражения от нагрузки и генератора. При известных модулях коэффициентов отражения можно оценить предельные значения погрешности.

Наиболее распространены тепловые методы измерений мощности, основанные на нагревании энергией СВЧ рабочего тела и измерении его температуры. Рабочим телом может быть поглощающая нагрузка, термopара или терморезистор.

Калориметрические ваттметры, в основном применяемые для измерений больших и средних мощностей, разрабатывают на основе проточных или статических калориметров. Наилучшие метрологические характеристики имеют автоматические калориметрические ваттметры, реализующие метод сравнения.

Для определения малых мощностей, начиная с десятых долей микроватт, используют специальные плёночные термopары, о мощности судят

по термоЭДС, измеряемой чувствительным вольтметром. Чувствительность приёмного преобразователя с термопарами составляет приблизительно 1 мВ / мВт. Существуют и термоэлектрические измерители проходящей мощности.

Малые мощности можно измерять с помощью терморезисторов – бусиновых или стержневых термисторов и плёночных болометров. Измерение основано на замещении мощности СВЧ равной ей по тепловому действию образцовой мощностью постоянного тока. О равенстве мощностей судят по одинаковым приращениям сопротивления, фиксируемым с помощью мостовых схем.

Наибольшую чувствительность порядка 500 мВ/мВт имеют первичные преобразователи с детектором, построенным на диоде Шотки. Ваттметры с такими преобразователями могут измерять мощности до десятых долей нановатт.

### Контрольные вопросы

1. Что собой представляет такая физическая величина, как мощность электрических колебаний?
2. Как записывается аналитическое выражение для активной мощности в случае периодического сигнала?
3. Перечислите основные методы измерения мощностей в различных частотных диапазонах.
4. Каковы особенности измерения мощности электромагнитных колебаний в диапазоне СВЧ?
5. Как создают (разрабатывают) ваттметры поглощающей мощности для диапазона СВЧ?
6. Приведите пример ваттметра поглощающей мощности.
7. В чем заключается терморезисторный метод измерения электрической мощности в СВЧ-диапазоне?
8. Какие типы мостов применяют для измерения мощности с помощью терморезисторов?
9. Приведите схему неуравновешенного моста.
10. Приведите схему уравновешенного моста.
11. В чем заключается метод измерения электрической мощности с помощью термопар?
12. На чем основан калориметрический метод измерения мощности?
13. Как работают ваттметры проходящей мощности? Приведите примеры.
14. На каком принципе основаны измерители мощности, использующие преобразователи Холла?
15. Объясните принцип действия цифрового ваттметра.

## Глава 15. ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

### 15.1. Общие понятия

Измерения вероятностных характеристик случайных процессов (статистические измерения) составляют один из наиболее быстро развивающихся разделов измерительной техники. В настоящее время область распространения статистических методов исследования и обработки сигналов измерительной информации практически безгранична. Связь, навигация, управление, диагностика (техническая, медицинская), исследование среды и многие другие области немыслимы без знания и использования свойств сигналов и помех, описываемых их вероятностными характеристиками.

Потребность в изучении свойств случайных процессов привела к развитию соответствующих методов и средств (преимущественно электрических). Появление анализаторов функций распределения вероятностей, коррелометров, измерителей математического ожидания, дисперсиометров и других видов измерителей вероятностных характеристик открыло новые возможности в области создания современной информационной и управляющей техники.

Рассмотрим необходимые исходные определения и общие сведения о статистических измерениях.

В теории статистических измерений используют следующие понятия и их аналоги, заимствованные из теории случайных функций (аналоги из математической статистики): *реализация случайного процесса (выборочная функция), мгновенное значение (выборочное значение), совокупность мгновенных значений (выборка); вероятностная характеристика (предел выборочного среднего)*.

Введём следующие обозначения:  $X(t)$  – случайный процесс;  $i$  – порядковый номер реализации случайного процесса  $X(t)$ ;  $x_i(t_j)$  – мгновенное значение процесса  $X(t)$ , соответствующее значению  $i$ -й реализации в  $j$ -й момент времени. Случайным называют процесс  $X(t)$ , мгновенные значения которого  $x_i(t_j)$  есть случайные величины.

Совокупность реализаций случайного процесса, воспроизводящих зависимости некоторого параметра  $X$  от времени  $t$ , показана на рис. 15.1.

В теории случайных процессов их полное описание производится с помощью систем вероятностных характеристик: многомерных функций распределения вероятности, моментных функций, характеристических функций и т. п. В теории статистических измерений исследуемый случайный процесс представляется своими реализациями, причем полное пред-



ставление осуществляется с помощью так называемого ансамбля, т. е. бесконечной совокупностью реализаций. **Ансамбль – математическая абстракция**, модель рассматриваемого процесса, но конкретные реализации, используемые в измерительном эксперименте, представляют собой физические объекты или явления и входят в ансамбль как его неотъемлемая часть.

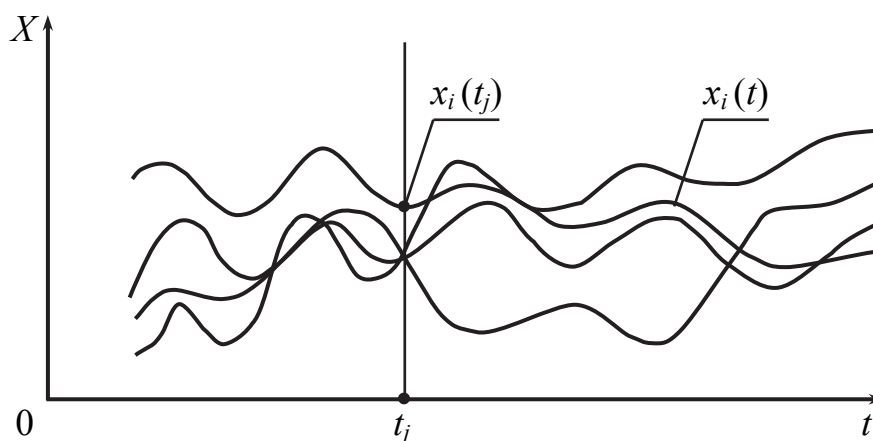


Рис. 15.1. Ансамбль реализаций случайного процесса

Если случайный процесс представлен ансамблем реализаций  $x_i(t)$   $i = 1, 2, \dots, \infty$ , то вероятностная характеристика  $\theta$  может быть определена усреднением по совокупности, т. е.

$$\theta[X(t)] = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N g[x_i(t)], \quad (15.1)$$

где  $g[x_i(t)]$  – некоторое преобразование, лежащее в основе определения вероятностной характеристики  $\theta$ . Например, при определении дисперсии  $g[x_i(t)] = x_i^2(t)$ . При этом полагаем, что процесс характеризуется нулевым математическим ожиданием.

Вместо усреднения по совокупности может быть использовано усреднение по времени с использованием  $k$ -й реализации  $x_k(t)$  и тогда

$$\theta[X(t)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T g[x_i(t)] dt. \quad (15.2)$$

Например, при определении математического ожидания

$$M[X(t)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x_k(t) dt. \quad (15.3)$$

В общем случае результаты усреднения по совокупности (15.2) и по времени (15.3) неодинаковы. Предел выборочного среднего по совокупности (15.2) представляет собой вероятностную характеристику, выражающую зависимость вероятностных свойств процесса от текущего времени. Предел выборочного среднего по времени (15.3) представляет собой вероятностную характеристику, выражающую зависимость вероятностных свойств процесса от номера реализации.

Наличие и отсутствие зависимости вероятностных характеристик от времени или от номера реализации определяет такие фундаментальные свойства процесса, как стационарность и эргодичность. **Стационарным** называется процесс, вероятностные характеристики которого не зависят от времени; соответственно **эргодическим** называется процесс, вероятностные характеристики которого не зависят от номера реализации.

Следовательно, **стационарный неэргодический** случайный процесс – это такой процесс, у которого эквивалентны временные сечения (вероятностные характеристики не зависят от текущего времени), но не эквивалентны реализации (вероятностные характеристики зависят от номера реализации). **Нестационарный эргодический** процесс – это процесс, у которого эквивалентны реализации (вероятностные характеристики не зависят от номера реализации), но не эквивалентны временные сечения (вероятностные характеристики зависят от текущего времени).

Классифицируя случайные процессы на основе этих признаков (стационарность и эргодичность), получаем следующие четыре класса процессов:

- стационарные эргодические;
- стационарные неэргодические;
- нестационарные эргодические;
- нестационарные неэргодические.

Учёт и использование описанных свойств случайных процессов играет большую роль при планировании эксперимента по определению их вероятностных характеристик.

Поскольку измерение представляет собой процедуру нахождения величины опытным путем с помощью специальных технических средств, реализующих алгоритм, включающий в себя операцию сравнения с известной величиной, в статических измерениях должна применяться мера, воспроизводящая известную величину.

Типовые алгоритмы измерений вероятностных характеристик случайных процессов, различающиеся способом применения меры в процессе измерений, представляются в следующем виде:

$$\theta^* = [X(t)] = K S_d g [X(t)], \quad (15.4)$$

$$\theta^* = [X(t)] = S_d K g [X(t)], \quad (15.5)$$

$$\theta^* = [X(t)] = S_d g K [X(t)], \quad (15.6)$$

где  $S_d$  – оператор усреднения;

$K$  – оператор сравнения;

$\theta^* [X(t)]$  – результат измерения характеристики  $\theta [X(t)]$ .

Параметр усреднения  $d$  определяет принцип усреднения по времени ( $d = T$ ) или по совокупности ( $d = N$ ).

Данные алгоритмы различаются порядком выполнения операций (рис. 15.2). Операция сравнения с образцовой мерой ( $K$ ) может быть заключительной – уравнение (15.4), выполняться после реализации оператора  $g$ , но до усреднения – уравнение (15.5) и, наконец, быть начальной – уравнение (15.6).

На этих рисунках для обозначения блоков, реализующих операторы, входящие в выражения (15.4) (15.6), используются те же обозначения. Так,  $g$  – устройство, выполняющее преобразование, лежащее в основе определения вероятностной характеристики  $\theta$ ;  $S_d$  – устройство усреднения (сумматор или интегратор);  $K$  – компаратор (оператор сравнения или сравнивающее устройство), а  $M$  – мера, с помощью которой формируется известная величина ( $\theta_0, g_0, x_0$ ).

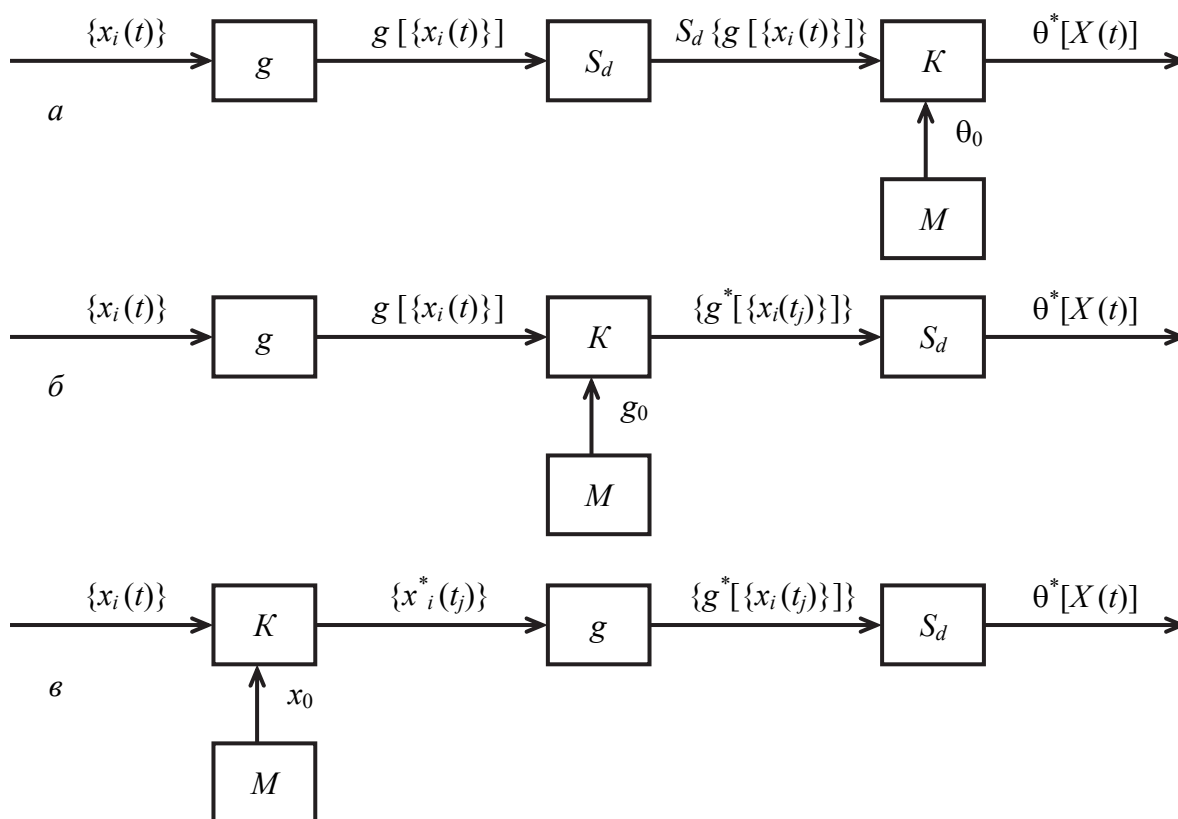


Рис. 15.2. Обобщённые структурные схемы средств измерений значений вероятностных характеристик

Представленное на рис. 15.2, а средство измерений реализует следующую процедуру: на вход поступает совокупность реализаций  $\{x_i(t)\}$  (при использовании усреднения по времени – одна реализация  $x_i(t)$ ) – на выходе узла  $g$  имеем совокупность преобразованных реализаций  $[g \{x_i(t)\}]$ ; после усреднения получаем величину  $S_d \{[g \{x_i(t)\}]\}$ , которая поступает на компаратор, осуществляющий сравнение с известной величиной  $\theta_0$ , в результате чего получаем значение измеряемой вероятностной характеристики  $\theta^*[X(t)]$ .

Отличие процедуры, реализуемой средством измерений, представленным на рис. 15.2, б, заключается в том, что после формирования совокупности  $[g \{x_i(t)\}]$  она поступает не на усреднитель, а на компаратор, который выполняет сравнение с известной величиной  $g_0$ . Таким образом, на выходе компаратора формируется числовой массив  $\{g^*[x_i(t_j)]\}$  и усреднение выполняется в числовой форме. На выходе усреднителя  $S_d$  имеем результат измерения  $\theta^*[X(t)]$ .

Средство измерений (рис. 15.2, в) основано на формировании массива числовых эквивалентов мгновенных значений реализаций случайного процесса  $X(t)$ , после чего преобразование  $g$  и усреднение выполняются в числовой форме. Это устройство эквивалентно последовательному соединению АЦП и вычислительного устройства (процессора). На выходе АЦП формируется массив мгновенных значений, а процессор по определённой программе обеспечивает реализацию операторов  $g$  и  $S_d$ .

Погрешность результата измерения вероятностной характеристики случайного процесса

$$\Delta\theta^*[X(t)] = \theta^*[X(t)] - \theta[X(t)]. \quad (15.7)$$

Для статистических измерений характерно обязательное наличие составляющей методической погрешности, обусловленной конечностью объема выборочных данных о мгновенных значениях реализаций случайного процесса, так как при проведении физического эксперимента принципиально не может быть использован бесконечный ансамбль реализаций или бесконечный временной интервал. Соотношение (15.7) определяет результирующую погрешность, включающую в себя как методическую, так и инструментальную составляющие. В дальнейшем будут приводиться соотношения только для определения специфической для статистических измерений методической погрешности.

## 15.2. Выводы эргодической теоремы

*Стационарный случайный процесс называют эргодическим*, если при нахождении его моментных функций усреднение по статистическому ансамблю можно заменить усреднением по времени. Операция усреднения

выполняется над единственной реализацией  $x(t)$ , длительность  $T$  которой теоретически может быть сколь угодно велика.

Однако следует иметь в виду, что наблюдение всегда ограничено некоторым интервалом времени и результаты эксперимента всегда дают приближённые значения; полученные в таких условиях характеристики называют статистическими характеристиками или оценками.

Таким образом, момент первого порядка для стационарного эргодического сигнала имеет следующий вид:

$$m_1 = M[X(t)] \overline{x(t)} = \lim_{T_y \rightarrow \infty} \frac{1}{T_y} \int_0^{T_y} x(t) dt, \quad (15.8)$$

где  $T_y$  – интервал времени усреднения;  $m_1$  является средним значением сигнала  $x(t)$  или его постоянной составляющей; измерение момента первого порядка сводится к интегрированию.

Момент второго порядка случайного сигнала

$$m_2 = M[X^2(t)] \overline{x^2(t)} = \lim_{T_y \rightarrow \infty} \frac{1}{T_y} \int_0^{T_y} [x(t) - m]^2 dt \quad (15.9)$$

представляет собой среднюю мощность реализации, выделяемой на сопротивлении 1 Ом; величина  $\overline{x^2(t)}$  соответствует полной средней мощности процесса;  $m_2$  – мощность флюктуационной составляющей эргодического процесса.

Измерение момента второго порядка сводится к двум операциям: возведению в квадрат и интегрированию.

Аналогично находят функцию корреляции:

$$R(\tau) = \lim_{T_y \rightarrow \infty} \frac{1}{T_y} \int_0^{T_y} x(t)x(t+\tau)dt - m^2. \quad (15.10)$$

Из выражения (15.10) следует, что корреляционная функция  $R(\tau)$  случайного сигнала  $x(t)$  равна среднему значению произведения переменной составляющей случайного сигнала и такой же переменной составляющей, но запаздывающей на заданное время  $\tau$ .

Достаточным условием эргодичности случайного процесса, стационарного в широком смысле, является стремление к нулю функции корреляции при неограниченном росте временного сдвига  $\tau$ :

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} R(\tau) = 0. \quad (15.11)$$

В математике показано, что это требование можно несколько ослабить. Оказывается, что случайный процесс эргодичен, если выполнено условие Слущкого:

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{T_y} \int_0^{T_y} R(\tau) d\tau = 0. \quad (15.12)$$

Так, равенство (15.12) справедливо применительно к гармоническому процессу со случайной начальной фазой.

### 15.3. Измерение среднего значения

Среднее значение стационарного эргодического сигнала определяется по одной реализации длительностью  $T_y$ . В результате вместо формулы (15.8) получаем оценку среднего значения в виде

$$m_1^* = \frac{1}{T_y} \int_0^{T_y} x(t) dt. \quad (15.13)$$

Эту оценку можно измерить аналоговыми или дискретными устройствами, у последних интегрирование заменяется суммированием. К аналоговым интегрирующим устройствам относятся: магнитоэлектрические приборы, интегрирующая  $RC$ -цепочка, интегратор на базе усилителя постоянного тока и фильтр нижних частот.

Дискретный способ определения среднего значения основан на алгоритме

$$m_1^* = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x(iT_0), \quad (15.14)$$

где  $T_0$  – интервал выборок дискретных значений реализации  $x(t)$ ;

$N$  – общее количество выборок.

Один из вариантов цифрового прибора, измеряющего среднее значение стационарного эргодического случайного процесса, представлен функциональной схемой (рис. 15.3).

Напряжение реализации  $x(t)$  исследуемого случайного процесса  $X(t)$  поступает в аналого-цифровой преобразователь. В моменты выборок, задаваемые импульсами генератора опроса, напряжение реализации преобразуется в пропорциональное число импульсов  $q_1 = cx(iT_0)$  (коэффициент пропорциональности  $c = 10^a$ ).

Эти импульсы подводятся ко входу 1 временного селектора I и могут проходить через него в счётчик только тогда, когда на вход II селектора

подано «разрешающее» напряжение с триггера, что имеет место, если триггер находится в положении 1. За  $N$  выборок (опросов) в счётчике накапливается число

$$B = \sum_{i=1}^N q_i = c \sum_{i=1}^N x(iT_0) = cNm_x^* \quad (15.15)$$

Количество выборок (продолжительность измерения) задается схемой, состоящей из временного селектора II, делителя частоты, триггера и кнопочного выключателя. Её работа заключается в следующем.

До начала измерений триггер находится в положении 0. При этом на входах 2 временных селекторов отсутствует «разрешающее» напряжение. После нажатия кнопки первый импульс опроса перебрасывает триггер в положение 1; на оба селектора поступает «разрешающее» напряжение. С этого момента создаётся возможность передачи через временной селектор I импульсов с аналого-цифрового преобразователя в счётчик.

Пока триггер пребывает в положении I, импульсы опроса проходят через временной селектор II в делитель частоты. Он представляет собой пересчётную схему, коэффициент пересчета которой выбран равным  $10^b$  для получения непосредственного отсчета ( $b$  – целое число – изменяется переключателем, который на схеме не показан). После подачи  $N = 10^b$  импульсов на выходе делителя возникает импульс, возвращающий триггер в исходное положение 0. В результате снимается «разрешающее» напряжение с обоих временных селекторов и счёт импульсов прекращается. На этом заканчивается цикл измерения.

Оценка измеряемого среднего значения

$$m_x^* = \frac{B}{c \cdot N} \quad (15.16)$$

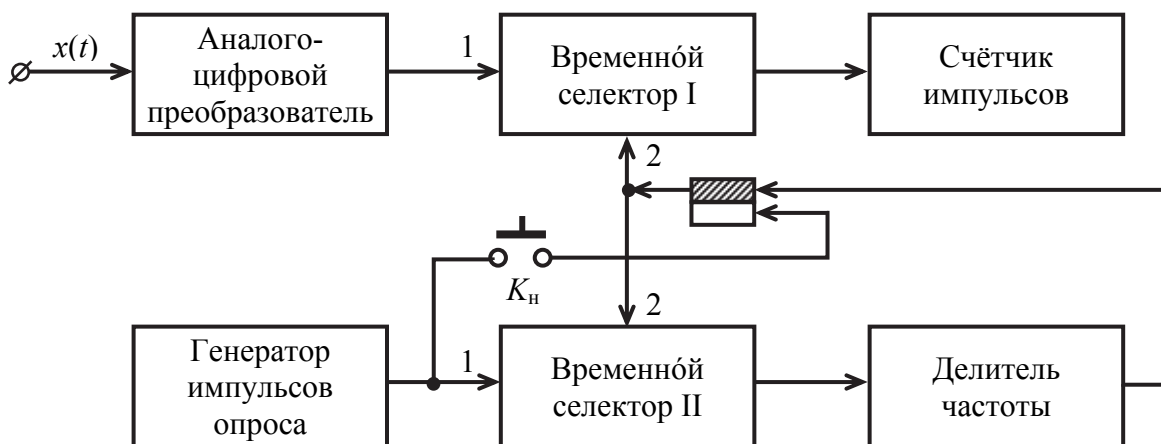


Рис. 15.3. Схема аналого-цифрового измерителя среднего значения

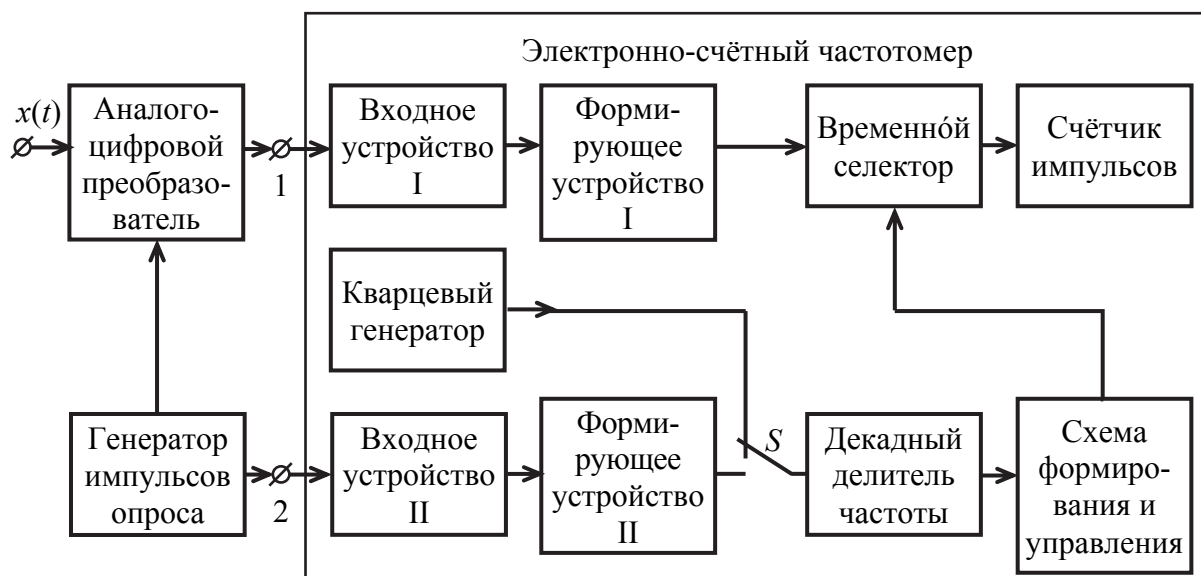


Рис. 15.4. Схема измерителя среднего значения с электронно-счётным частотомером

Так как коэффициент пропорциональности аналого-цифрового преобразования равен  $10^a$ , а количество выборок  $N = 10^b$ , то

$$m_x^* = B \cdot 10^{-(a+b)}. \quad (15.17)$$

Следовательно, показание счётчика даёт непосредственно оценку среднего значения, причем число  $a + b$  определяет положение запятой.

Прямопоказывающий аналого-цифровой измеритель среднего значения можно выполнить из трех серийно выпускаемых приборов: аналого-цифрового преобразователя, генератора импульсов и электронно-счётного частотомера (рис. 15.4). Счётчик импульсов последнего используется по прямому назначению. Делитель частоты вместе со схемой формирования и управления и временным селектором образуют схему, задающую число выборок.

Частотомер работает в режиме измерения отношения двух частот. В исходном положении декадного делителя частоты при использовании  $b$  декад в нем записано число  $10^b - 1$ . Поэтому первый импульс опроса, поступающий на вход 2 частотомера, устанавливает все декады в состояние 0 и на выходе делителя возникает импульс, воздействующий на схему формирования и управления. С этого момента начинается формирование стробирующего импульса, подаваемого на управляющий вход временного селектора в канале частотомера, т. е. на временной селектор подаётся «разрешающий» потенциал. Выходные сигналы аналого-цифрового преобразователя, подводимые ко входу 1 частотомера, проходят в счётчик. Такое положение сохраняется до поступления в делитель частоты  $10^b$  им-



пульсов, после чего на выходе делителя появится импульс, который вызовет вторичный переброс схемы формирования и управления. Этот переброс задает спад стробирующего сигнала, управляющего временным селектором. Счёт импульсов счётчиком частотомера прекратится. Оценка измеряемого среднего значения связана с показанием счётчика  $B$  соотношением

$$m_x^* = B \cdot 10^{-(a+b)},$$

где  $10^a$  – коэффициент пропорциональности аналого-цифрового преобразования;

$b$  – число включённых декад делителя частоты частотомера.

Аналого-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.

#### 15.4. Измерение дисперсии и мощности случайных процессов

Средняя мощность (среднее значение квадрата) стационарного эргодического случайного процесса определяется выражением

$$m_2^* = \bar{x}^2(t) = \frac{1}{T_y} \int_0^{T_y} x^2(t) dt \bar{P}. \quad (15.18)$$

Как видно из формулы (15.18), измерение этой характеристики отличается от измерения среднего значения тем, что усредняется не напряжение  $x(t)$ , а его квадрат. Поэтому для измерения средней мощности необходимо получить с помощью устройства, обладающего квадратичной характеристикой, напряжение  $y(t) = c \cdot x^2(t)$ , а затем выполнить усреднение (рис. 15.5). Среднюю мощность случайного процесса можно измерить и с помощью различных ваттметров.

Измерение дисперсии стационарного эргодического случайного процесса, определяемой выражением  $D_x = \bar{x}^2(t) - [\bar{x}(t)]^2$ , сводится к измерению средней мощности центрированного процесса  $X(t)$ , т. е. средней мощности переменной составляющей. Поэтому для устройства, измеряющего дисперсию или среднеквадратичное отклонение, характерно наличие элемента, центрирующего реализацию исследуемого процесса, – разделительного конденсатора или фильтра верхних частот. В остальном функциональная схема не отличается от схемы измерения полной средней мощности процесса (рис. 15.5).

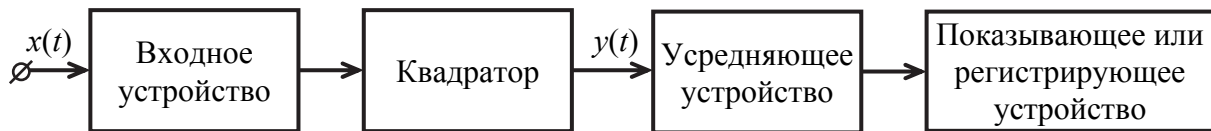


Рис. 15.5. Структурная схема измерителя средней мощности

До сих пор речь шла об аналоговых устройствах. Однако существуют также цифровые и аналого-цифровые приборы, осуществляющие измерения средней мощности и дисперсии.

Первый вариант аналого-цифрового измерителя получают при подключении выхода квадратора схемы, представленной на рис. 15.5, ко входу цифрового измерителя среднего значения. Тогда

$$P_x = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N y(t_i) = \frac{c}{N} \sum_{i=1}^N x^2(t_i). \quad (15.19)$$

Второй вариант предполагает применение аналого-цифрового квадратора, преобразующего напряжение реализации  $x(t)$  в момент опроса (выборки)  $t_i$  в импульсы, число которых пропорционально  $x^2(t_i)$ . Если же напряжение реализации  $x(t)$  предварительно центрировать и затем выпрямить двухполупериодным выпрямителем, то прибор будет измерять дисперсию  $D_x$ .

Кроме описанных приборов известны цифровые вольтметры, измеряющие эффективные значения напряжений случайных сигналов.

## 15.5. Измерение авто- и взаимокорреляционных функций

Для случайного процесса с нулевым математическим ожиданием корреляционная функция

$$R_x(s, \tau) = \lim_{d \rightarrow \infty} S_d [x_i(t) x_{i-s}(t - \tau)], \quad (15.20)$$

где  $\tau$  и  $s$  – соответственно сдвиг во времени и в пространстве реализаций перемножаемых мгновенных значений.

В практических задачах большую роль играют стационарные случайные процессы, т. е. процессы с постоянными вероятностными характеристиками, не зависящими от текущего времени. Среди случайных процессов можно выделить эргодические процессы, для которых

$$R_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) x(t - \tau) dt. \quad (15.21)$$

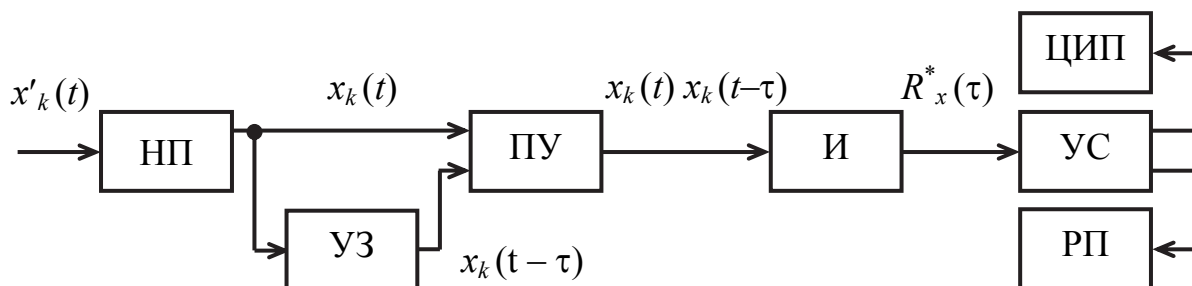


Рис. 15.6. Структурная схема коррелометра

Большое значение корреляционного анализа в различных областях науки и техники привело к созданию множества измерительных приборов для измерений корреляционных функций – коррелометров (рис. 15.6).

В типовой схеме на рис. 15.6 реализуется следующий алгоритм:

$$R_x^*(\tau) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x_k(t) x_k(t-\tau) dt. \quad (15.22)$$

Как видим, после нормирующего преобразователя НП сигнал поступает в устройство временной задержки УЗ и на перемножающее устройство ПУ, осуществляющее перемножение мгновенных значений, сдвинутых по времени на интервал  $\tau$ . Далее с помощью интегратора И выполняется усреднение, после которого результирующий сигнал через УС подается на цифровой прибор ЦИП или регистрирующий прибор РП.

Средние квадратические погрешности, обусловленные конечностью объёма выборочных данных о мгновенных значениях реализаций процесса  $X(t)$ , оцениваются с помощью следующих соотношений:

$$\sigma_{R^*} = \sqrt{\frac{2\tau_k}{T} D[x_k(t) x_k(t-\tau)]} \text{ при усреднении по времени } T;$$

и

$$\sigma_{R^*} = \sqrt{\frac{1}{N} D[x_k(t) x_k(t-\tau)]} \text{ при усреднении по совокупности.}$$

## 15.6. Измерение энергетических спектров случайных процессов

Энергетический спектр  $W(f)$  характеризует распределение мощности случайного сигнала по спектру частот. Измерение можно выполнить многими методами, наиболее распространенными из которых являются методы фильтрации и корреляции.

**Метод фильтрации** является прямым и заключается в последовательном выделении узкополосным фильтром участков спектра исследуемого сигнала, в которых можно полагать энергетический спектр постоянным, и в измерении средней мощности на каждом участке. Тогда приближённо энергетический спектр

$$W(f) = P(f) / 2 \Delta f, \quad (15.23)$$

где  $f$  – средняя частота узкополосного фильтра;  
 $2 \Delta f$  – его полоса пропускания.

Корреляционный метод измерения энергетического спектра является косвенным и заключается в измерении корреляционной функции  $R(\tau)$  и вычислении функции  $W(f)$  в соответствии с формулой

$$W(f) = 2 \int_0^{\tau} R(\tau) \cos 2\pi f \tau d\tau.$$

Следует иметь в виду, что из-за ограниченности интервала времени при измерении корреляционной функции результат вычисления энергетического спектра представляет собой грубую оценку, а иногда может быть и неверным.

Вообще погрешности измерения характеристик случайных сигналов значительно более опасны, чем погрешности измерения детерминированных сигналов. Если в последнем случае характер сигнала известен и погрешности в основном определяются применяемой измерительной аппаратурой, то при измерении случайного сигнала главными являются методические погрешности, зависящие от характера сигнала, его динамического диапазона, ширины спектра, выбора времени усреднения, числа выборок, интервала времени между выборками.

Измерение усложняется тем, что в большинстве случаев характер случайного сигнала точно не известен и приходится выбирать метод и аппаратуру для измерения характеристик предполагаемой модели сигнала. В процессе измерений эта модель уточняется и соответственно должны выбираться более подходящие методы и приборы.

В результате измерения случайного сигнала всегда получают оценки его характеристик, а не их точное значение.

### 15.7. Измерение законов распределения: плотности и функции распределения вероятностей

Одномерная интегральная функция распределения вероятности  $F(X)$  равна вероятности того, что мгновенное значение произвольной реализа-

ции в произвольный момент времени меньше установленного уровня, т. е.  $x_i(t_j) \leq X$ . Функция  $F(X)$  определяется как предел выборочного среднего:

$$F(X) = \lim_{d \rightarrow \infty} S_d [\varphi[x(t), X]], \quad (15.24)$$

где

$$\varphi[x(t), X] = \begin{cases} 1 & \text{при } x(t) \leq X \\ 0 & \text{при } x(t) > X \end{cases}$$

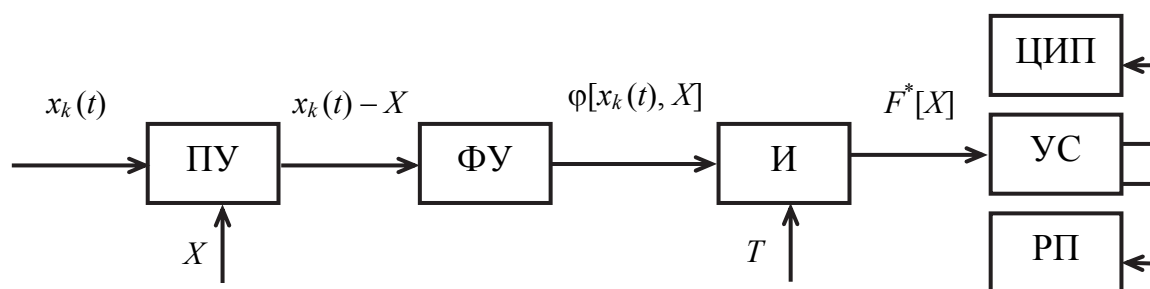


Рис. 15.7. Структурная схема измерителя для определения интегральной функции распределения вероятности электрического сигнала

Рассмотрим средство измерений для определения интегральной функции распределения вероятности уровня электрического сигнала. Схема средства измерений, реализующего алгоритм, показана на рис. 15.7, где ПУ – пороговое устройство, формирующее сигнал  $x_k(t) - X$ ; ФУ – формирующее устройство; И – интегратор, на выходе которого получается сигнал  $F^*[X]$  при установленных значениях  $X$  и  $T$ ; УС – устройство сопряжения; ЦИП – цифровой прибор; РП – регистрирующий прибор.

Средняя квадратическая погрешность из-за конечности объёма выборки определяется для  $F(X)$  с помощью соотношения

$$\sigma_{F^*} = \sqrt{\frac{2\tau_k}{T} (F - F^2)}$$

при усреднении по времени и с помощью соотношения

$$\sigma_{F^*} = \sqrt{\frac{1}{N} (F - F^2)}$$

при усреднении по совокупности.

В приведённых соотношениях  $F$  – истинное значение измеряемой функции при данном  $X$ .

\*\*\*

В данной главе рассмотрено измерение характеристик случайных процессов.

Измерения вероятностных характеристик случайных процессов (статистические измерения) составляют один из наиболее быстро развивающихся разделов измерительной техники. В настоящее время область распространения статистических методов исследования и обработки сигналов измерительной информации практически безгранична. Связь, навигация, управление, диагностика (техническая, медицинская), исследование среды и многие другие области немыслимы без знания и использования свойств сигналов и помех, описываемых их вероятностными характеристиками.

Потребность в изучении свойств случайных процессов привела к развитию соответствующих методов и средств (преимущественно электрических).

Появление анализаторов функций распределения вероятностей, коррелометров, измерителей математического ожидания, дисперсиометров и других видов измерителей вероятностных характеристик открыло новые возможности в области создания современной информационной и управляющей техники.

В теории случайных процессов их полное описание производится с помощью систем вероятностных характеристик: многомерных функций распределения вероятности, моментных функций, характеристических функций и т. п. В теории статистических измерений исследуемый случайный процесс представляется своими реализациями, причем полное представление осуществляется с помощью так называемого ансамбля, т. е. бесконечной совокупностью реализаций.

Ансамбль – математическая абстракция, модель рассматриваемого процесса, но конкретные реализации, используемые в измерительном эксперименте, представляют собой физические объекты или явления и входят в ансамбль как его неотъемлемая часть.

В настоящее время отечественной промышленностью серийно выпускаются анализаторы случайных процессов. К ним относятся многофункциональный статистический преобразователь Ф790, коррелометр Ф7016, комплекс измерителей характеристик случайных сигналов Х6-4/а, многофункциональные измерители вероятностных характеристик Ф36 и Ф37, анализаторы спектра Ф4326, Ф4327, Ф7058 и др. С помощью этих приборов и устройств можно измерять математические ожидания и дисперсии, а также значения функций распределения вероятности, корреляционных и спектральных функций с последующим восстановлением вида самих функций. Перечисленные анализаторы рассчитаны в основном на унифицированный входной сигнал и позволяют измерить от 256 до

4 096 ординат анализируемой функции. Погрешность измерения не превышает  $\pm 5\%$ .

Корреляционные устройства получили применение в различных областях науки и техники для измерения различных величин.

### Контрольные вопросы

1. Какие сигналы (процессы) относятся к случайным?
2. Какой случайный процесс считается стационарным и эргодическим?
3. Что называется выборкой случайных величин?
4. Какими параметрами можно характеризовать случайный стационарный эргодический процесс? Приведите основные формулы.
5. Как аналоговыми измерителями можно определить математическое ожидание?
6. Привести временные диаграммы, поясняющие метод дискретного определения математического ожидания цифровым прибором.
7. Объясните работу цифрового измерителя дисперсии по структурной схеме.
8. Приведите временные диаграммы, поясняющие алгоритм определения интегральной функции вероятности?
9. С помощью соответствующих временных диаграмм поясните методику определения плотности вероятности.
10. Какой физический смысл вкладывается в понятие корреляционной функции?
11. Приведите различные формы записи автокорреляционной и взаимокорреляционной функций.
12. Как определяют спектральную плотность мощности случайного процесса?

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренный в учебнике материал позволяет изучить принципы действия и методы применения основных радиоизмерительных приборов, используемых в различных областях науки и техники.

Однако постоянное развитие науки и техники приводит к созданию новых средств измерений, разработке более совершенных методов измерения физических величин.

Анализ основных тенденций в развитии позволяет выделить следующие основные направления развития средств измерений:

- расширение состава и диапазона измеряемых физических величин;
- повышение точности и быстродействия измерений;
- расширение функциональных возможностей средств измерений;
- автоматизация измерений и информационная совместимость различных средств измерений;
- снижение массогабаритных и стоимостных показателей;
- повышение надежности и помехозащищенности;
- снижение трудозатрат на техническое обслуживание средств измерений.

Реализация этих направлений возможна при условии:

- разработки новых принципов и методов измерения;
- использования современных достижений в изготовлении электронных приборов на новых физических явлениях;
- совершенствования технологий изготовления средств измерений;
- применения микропроцессорных средств и цифровой обработки сигналов.

Наиболее эффективным способом повышения точности измерений является использование таких методов и средств измерений, которые свободны от многих видов погрешностей измерений и которые не требуют применения сложных методов коррекции. Наиболее перспективными являются методы квантовой метрологии, которые основаны на квантовых эффектах и имеют место на атомном и ядерном уровнях, а также бесконтактные спектрометрические (волновые) методы (особенно оптические), базирующие на естественных шкалах длин волн электромагнитного излучения.

Методы квантовой метрологии основаны на использовании стабильных физических явлений и фундаментальных взаимодействий, обусловленных корпускулярно-волновой природой вещества и электромагнитного излучения. Большинство квантовых методов базируется на взаимодейст-



вии электромагнитного излучения с атомными частицами (атомы, электроны, протоны, атомные ядра и др.).

Квантовые методы и соответствующие средства измерений отличаются высокими метрологическими характеристиками и уникальными свойствами, которые обусловлены стабильностью физических явлений, лежащих в их основе. В качестве коэффициентов преобразования таких СИ выступают фундаментальные физические константы, известные с высокой точностью, или коэффициенты, поддающиеся точному теоретическому расчету. Это обеспечивает переход к абсолютным измерениям и повышение метрологической надежности СИ, поскольку такие СИ не нуждаются в градуировке и периодической поверке.

В качестве информативного параметра выходного сигнала квантовых СИ во многих случаях выступает частота, являющаяся наиболее точно измеряемой физической величиной, которую легко, без искажений можно передавать на большие расстояния. Это позволяет сделать общедоступной высокую точность измерения не только в метрологической практике, но и при технических измерениях.

Квантовые методы уже нашли применение при создании эталонов единиц длины, времени и частоты, электрического напряжения, магнитной индукции, температуры (вторичный эталон). Проводятся исследования по созданию эталонов единицы массы, электрического сопротивления, силы тока.

Другим способом обеспечения высокой точности измерительных приборов, большого их быстродействия, хорошей помехозащищенности является применение цифровой обработки информации. Практически все узлы цифровых измерительных приборов (ЦИП) построены на базе элементов вычислительной техники, приборы снабжены программной частью.

Положительные свойства приборов с цифровым отсчетом были известны давно; например, многодекадные мосты и компенсаторы постоянного тока обеспечивают высокую точность измерения в большом диапазоне. При этом, однако, логические функции и управление измерительным процессом выполняется оператором.

Технической основой, обеспечивающей качественные изменения в методологии измерений, стали успехи в интеграции средств измерений с компьютерной техникой, которые обусловили, в частности, возможность уменьшения габаритных размеров измерительных устройств при существенном расширении их функциональных возможностей.

Например, цифровой анализатор спектра СК4-71 выполняет анализ сигналов в диапазоне 0–50 кГц. Он представляет собой качественно новый тип аппаратуры, в которой специфические функции многочисленных приборов моделируются с помощью программ: для изменения характера

функционирования достаточно вызова соответствующей программы без аппаратного переустройства системы. Комплекс программ анализатора спектра позволяет сочетать в одном приборе практически все функциональные возможности, необходимые для всестороннего анализа различных сигналов:

- измерение параметров сигналов во временной области;
- анализ амплитудно-фазочастотных спектров периодических, случайных и редко повторяющихся сигналов;
- корреляционный анализ;
- анализ статистических характеристик;
- измерение амплитудно-фазочастотных характеристик радиотехнических цепей и устройств;
- цифровую фильтрацию и др.

Обработка результатов измерений программным способом позволяет осуществить реализацию многих сложных видов измерений: совместных, косвенных, совокупных.

Широкое применение достижений информационных технологий – это одна из основных тенденций развития измерительной техники. Поэтому систематическое овладение знаниями в области метрологии позволит студентам, аспирантам и инженерам радиотехнических специальностей научиться метрологически и технически правильно выбирать измерительную аппаратуру, проводить измерения, обрабатывать их результаты и оценивать достигнутую точность.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

### Основной

1. Метрология и электрорадиоизмерения в телекоммуникационных системах / В.И. Нефедов, В.И. Хахин, Е.В. Федорова [и др.] ; под ред. проф. В.И. Нефедова. – М. : Высш. шк., 2004.
2. Третьяк, Л.Н. Обработка результатов наблюдений : учеб. пособие / Л.Н. Третьяк. – Оренбург: ГОУ ОГУ, 2004.
3. Каменцева, Е.И. Русская метрология : учеб. пособие / Е.И. Каменцева, Н.В. Устюгов. – Изд. 2-е. – М., 1975.
4. Кострикин, А.М. Теоретическая метрология : учеб. пособие : в 2 ч. Ч. 1 / А.М. Кострикин. – Мн. : БГУИР, 1999.
5. Сергеев, А.Г. Метрология : учеб. / А.Г. Сергеев. – М. : Логос, 2005.
6. Дворяшин, Б.В. Основы метрологии и радиоизмерения / Б.В. Дворяшин. – М. : Радио и связь, 1993.
7. Маркин, Н.С. Основы теории обработки результатов измерений : учеб. пособие / Н.С. Маркин. – М. : Изд-во стандартов, 1991.
8. Измерение на сверхвысоких частотах и их метрологическое обеспечение / А.Н. Зайцев [и др.]. – М. : Изд-во стандартов, 1989.
9. Сычев, Е.И. Основы метрологии военной техники : учеб. / Е.И. Сычев [и др.]. – М. : Воениздат, 1993.
10. Средства измерения и их метрологическое обеспечение / под ред. Н.Н. Шишова. – Харьков, ВИРТА, 1986.
11. Тартаковский, Д.Ф. Метрология, стандартизация и технические средства измерений / Д.Ф. Тартаковский, А.С. Ястребов. – М. : Высш. шк., 2003.
12. Кушнир, Ф.В. Электрорадиоизмерения: учеб. пособие / Ф.В. Кушнир. – Л. : Энергоатомиздат; Ленингр. отд-ние, 1983.
13. Ратхор, Т.С. Цифровые измерения. Методы и схемотехника / Т.С. Ратхор. – М. : Техносфера, 2004.
14. Баталов, А.П. Метрология, стандартизация, сертификация : учеб. пособие / А.П. Баталов [и др.]. – СПб, 2003.
15. Кунцевич, В.А. Измерение параметров напряжения различной формы : учеб. пособие / В.А. Кунцевич. – М. : Изд-во МАИ, 1991.

### Дополнительный

16. Мирский, Г.Я. Электронные измерения / Г.Я. Мирский. – М. : Радио и связь, 1986.

17. Чмых, М.К. Цифровая фазометрия / М.К. Чмых. – М. : Радио и связь, 1993. 184 с.
18. Никитин, В.А. Методы и средства измерений, испытаний и контроля : учеб. пособие / В.А. Никитин, С.В. Бойко. – Оренбург : ГОУ ОГУ, 2004.
19. Крылова, Г.Д. Основы стандартизации, сертификации, метрологии : учеб. для вузов / Г.Д. Крылова. – М. : ЮНИТИ-ДАНА, 1999.
20. Мирский, Г.Я. Микропроцессоры в измерительных приборах / Г.Я. Мирский. – М. : Радио и связь, 1984.
21. Козлов, М.Г. Метрология и стандартизация : учеб. / М.Г. Козлов. – М.; СПб. : Изд-во «Петербургский ин-т печати», 2001.
22. Измерения в электронике : справочник / В.А. Кузнецов, В.А. Долгов, В.М. Коневских [и др.] ; под ред. В.А. Кузнецова. – М. : Энергоатомиздат, 1987.
23. Государственные стандарты : в 4-х т. / Ком. Рос. Федерации по стандартизации метрологии и сертификации. – М. : Изд-во стандартов, 2001.
24. Метрология, стандартизация и сертификация в энергетике : учеб. пособие / С.А. Зайцев [и др.]. – М. : Издат. центр «Академия», 2009.
25. Основы метрологии, стандартизации и сертификации: учеб. пособие / М.Я. Марусина [и др.]. – СПб. : СПбГУ ИТМО, 2009.
26. Новицкий, П.В. Оценка погрешностей результатов измерений / П.В. Новицкий, И.А. Зограф. – Л. : Энергоатомиздат; Ленингр. отд-ние, 1991.
27. Сергеев, А.Г. Метрология : учеб. пособие / А.Г. Сергеев, В.В. Крохин. – М. : Логос, 2001.
28. Рабинович, С.Г. Погрешности измерений / С.Г. Рабинович. – Л. : Энергия, 1978.
29. Мирский, Г.Я. Аппаратурное определение характеристик случайных процессов / Г.Я. Мирский. – М. : Энергия, 1972.
30. Основы стандартизации, метрологии и управления качеством техники и вооружения Войск ПВО. – М. : Воениздат, 1988.

# ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>ПРЕДИСЛОВИЕ .....</b>	<b>3</b>
<b>РАЗДЕЛ 1. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ МЕТРОЛОГИИ.....</b>	<b>4</b>
<b>Глава 1. Основы обеспечения единства измерений .....</b>	<b>4</b>
1.1. История развития метрологии .....	4
1.2. Роль отечественных учёных в развитии метрологии .....	9
1.3. Понятие об измерении.....	13
1.4. Связь измерений с познанием окружающего объективного мира ...	15
1.5. Определение измерения .....	20
1.6. Роль измерений в науке и технике .....	26
1.7. Понятие метрологического обеспечения .....	30
1.8. Система обеспечения единства измерений .....	31
1.9. Структура и функции государственной метрологической службы и метрологических служб организаций.....	37
1.10. Государственная поверочная служба.....	41
1.11. Средства измерений. Классификация средств измерений.....	44
1.12. Обобщённая классификация радиоизмерительных приборов. Система обозначений радиоизмерительных приборов.....	50
1.13. Общие характеристики измерительных приборов .....	57
1.14. Проблемы радиоизмерительной техники .....	65
Контрольные вопросы .....	70
<b>Глава 2. Основы теории погрешностей.....</b>	<b>71</b>
2.1. Погрешности измерений .....	71
2.1.1. Понятие погрешности измерений .....	71
2.1.2. Классификация погрешностей .....	72
2.2. Статистическая теория погрешностей измерения.....	79
2.2.1. Методы описания погрешностей. Законы распределения.....	79
2.2.1.1. Нормальный закон распределения.....	80
2.2.1.2. Равномерный закон распределения .....	83
2.2.1.3. Распределение Стьюдента .....	84
2.2.2. Среднеквадратичная погрешность .....	85
2.2.3. Среднеквадратические погрешности среднеарифметического значения результата измерения .....	86
2.2.4. Оценка, соответствующая центру рассеяния .....	86
2.2.5. Медианная оценка .....	88
2.2.6. Эффективные оценки истинного значения измеряемой величины для различных законов распределения погрешности.....	89

2.2.6.1. Оценка истинного значения измеряемой величины при нормальном законе распределения погрешностей .....	89
2.2.6.2. Эффективная оценка истинного значения измеряемой величины при распределениях, отличающихся от нормального .....	94
2.2.7. Оценка среднеквадратической погрешности .....	95
2.2.8. Доверительная погрешность .....	98
2.2.9. Оценка погрешности при малом числе измерений .....	101
2.2.10. Обнаружение промахов .....	102
2.2.11. Критерий Романовского .....	106
2.2.12. Статистическая обработка результатов многократных измерений .....	106
2.2.13. Обработка неравноточных измерений .....	107
2.2.13.1. Проверка гипотезы о неравноточности результатов наблюдений .....	108
2.2.13.2. Анализ однородности средних арифметических значений .....	108
2.2.13.3. Проверка однородности дисперсий .....	109
2.2.13.4. Определение доверительного интервала оценок среднеквадратического отклонения .....	113
2.2.14. Определение законов распределения. Критерии согласия ...	114
2.2.14.1. Критерий Пирсона .....	114
2.2.14.2. Проверка нормальности распределения по составному критерию $\bar{d}$ .....	119
2.2.14.3. Критерий Колмогорова .....	121
2.2.15. Погрешности косвенных измерений .....	123
2.2.15.1. Систематические погрешности косвенных измерений .....	123
2.2.15.2. Систематические погрешности косвенных измерений .....	124
2.2.15.3. Суммирование составляющих погрешности измерения .....	127
2.2.16. Вычисление погрешности косвенных измерений методом статистического моделирования .....	130
2.3. Представление результатов измерений по ГОСТ 8011–72 .....	132
Контрольные вопросы .....	137
<b>РАЗДЕЛ 2. ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА .....</b>	<b>138</b>
<b>Глава 3. Электромеханические измерительные преобразователи.</b>	
<b>Принципы построения .....</b>	<b>138</b>
3.1. Общие сведения об электромеханических преобразователях .....	138

3.2. Магнитоэлектрические измерительные преобразователи. Области применения.....	142
3.3. Электромагнитные измерительные преобразователи. Области применения.....	146
3.4. Электродинамические измерительные преобразователи. Области применения.....	148
3.5. Электростатические измерительные преобразователи. Области применения.....	150
3.6. Логометрические преобразователи .....	154
3.7. Расширение пределов измерения тока и напряжения.....	155
3.8. Метрологические характеристики электромеханических преобразователей .....	159
Контрольные вопросы .....	162
<b>Глава 4. Измерение напряжений .....</b>	<b>163</b>
4.1. Значения измеряемых напряжений: амплитудное, среднее, среднеквадратическое, средневыпрямленное.....	163
4.2. Стрелочные вольтметры.....	164
4.2.1. Классификация, структурная схема. Основные узлы .....	164
4.2.2. Преобразователи электронных вольтметров .....	167
4.2.2.1. Пиковый детектор.....	167
4.2.2.2. Детектор средневыпрямленного значения .....	170
4.2.2.3. Квадратичный детектор .....	172
4.2.3. Термоэлектрические преобразователи .....	173
4.2.4. Усилители .....	175
4.2.5. Зависимость показаний вольтметров от формы измеряемого напряжения .....	178
4.2.6. Погрешности стрелочных вольтметров на низких и высоких частотах .....	180
4.3. Цифровые вольтметры .....	183
4.3.1. Классификация цифровых вольтметров постоянного напряжения.....	183
4.3.2. Цифровые вольтметры с временным преобразованием .....	184
4.3.3. Интегрирующие цифровые вольтметры .....	189
4.3.4. Цифровые вольтметры с частотным преобразованием.....	192
4.3.5. Принципы построения цифровых вольтметров с весовым усреднением.....	194
4.3.6. Цифровые вольтметры уравнивающего преобразования .....	200
4.4. Особенности цифровых вольтметров переменного напряжения .....	203
4.5. Погрешности цифровых вольтметров .....	206
Контрольные вопросы .....	209

<b>Глава 5. Измерение временных интервалов .....</b>	<b>210</b>
5.1. Общие сведения об измерении временных интервалов.....	210
5.2. Цифровое измерение временных интервалов .....	211
5.2.1. Структурная схема цифрового измерителя временных интервалов .....	211
5.2.2. Погрешности цифрового метода измерения временных интервалов .....	213
5.2.3. Методы уменьшения погрешности дискретности.....	216
5.2.3.1. Метод статистического усреднения.....	217
5.2.3.2. Метод корреляционного усреднения.....	218
5.2.3.3. Метод рандомизации .....	219
5.3. Метод задержанных совпадений.....	223
5.4. Метод преобразования время – амплитуда.....	224
5.5. Метод преобразования масштаба времени .....	226
5.6. Нониусный метод измерения временных интервалов .....	227
Контрольные вопросы .....	229
<b>Глава 6. Измерение частоты.....</b>	<b>231</b>
6.1. Определение мгновенной и средней частоты .....	231
6.2. Классификация методов измерения частоты .....	232
6.2.1. Метод заряда – разряда ёмкости.....	232
6.2.2. Резонансный метод .....	234
6.2.3. Метод нулевых биений.....	237
6.2.4. Методы сравнения.....	240
6.2.4.1. Гетеродинный метод измерения частоты.....	240
6.2.4.2. Осциллографические методы измерения частоты сигналов.....	242
6.2.5. Оптимальный алгоритм цифрового измерения частоты.....	244
6.2.6. Метод дискретного счёта (цифровое измерение частоты) .....	244
6.2.7. Структурная схема частотомера. Погрешности измерения. Возможности цифрового частотомера .....	245
6.2.8. Новые идеи повышения точности цифрового измерения частоты.....	253
6.2.9. Измерение нестабильности частоты .....	255
6.2.10. Особенности применения микропроцессоров в цифровых измерителях частоты .....	257
Контрольные вопросы .....	266
<b>Глава 7. Измерение фазового сдвига.....</b>	<b>267</b>
7.1. Общие сведения об измерении фазового сдвига .....	267
7.2. Классификация методов измерения фазового сдвига.....	268
7.3. Аналоговые фазометры .....	268



7.3.1. Обобщённая структурная схема аналогового фазометра .....	268
7.3.2. Осциллографические методы измерения фазы.....	270
7.3.3. Компенсационные фазометры .....	274
7.3.4. Стрелочные фазометры .....	276
7.4. Цифровые фазометры .....	278
7.4.1. Общие сведения о цифровых фазометрах .....	278
7.4.2. Цифровые фазометры с преобразованием фазовый сдвиг – напряжение.....	279
7.4.3. Цифровые фазометры компенсационные .....	280
7.4.4. Ортогональные цифровые фазометры .....	283
7.5. Фазометры с преобразованием частоты .....	286
7.5.1. Гетеродинные фазометры.....	286
7.5.2. Стробоскопические фазометры .....	287
7.6. Особенности применения микропроцессоров в цифровых фазометрах .....	288
7.7. Характеристики современных фазометров .....	290
Контрольные вопросы .....	294
<b>Глава 8. Измерение спектров.....</b>	<b>295</b>
8.1. Общие сведения об измерении спектра.....	295
8.2. Методы измерения спектров.....	296
8.3. Структурные схемы анализаторов .....	298
8.3.1. Анализаторы спектра параллельного действия .....	298
8.3.2. Анализаторы спектра последовательного действия.....	300
8.3.3. Цифровые анализаторы спектра .....	304
8.4. Основные характеристики анализаторов .....	306
Контрольные вопросы .....	311
<b>Глава 9. Электронно-лучевые осциллографы .....</b>	<b>312</b>
9.1. Назначение и классификация электронно-лучевых осциллографов. Области применения.....	312
9.2. Обобщённая структурная схема осциллографа .....	314
9.3. Виды развёрток. Параметры развёртывающих напряжений.....	318
9.3.1. Линейная непрерывная развёртка .....	318
9.3.2. Линейная ждущая развёртка .....	319
9.3.3. Синусоидальная развёртка .....	321
9.3.4. Круговая развёртка.....	322
9.3.5. Спиральная развёртка .....	323
9.4. Многоканальные и многолучевые осциллографы.....	324
9.5. Особенности построения осциллографов для наблюдения наносекундных импульсов и сигналов диапазона СВЧ.....	326
9.6. Скоростные осциллографы .....	327

9.7. Стробоскопические осциллографы.....	330
9.8. Цифровые запоминающие осциллографы.....	333
9.9. Характеристики современных осциллографов.....	336
Контрольные вопросы .....	346
<b>Глава 10. Измерение параметров модулированных сигналов .....</b>	<b>348</b>
10.1. Параметры модулированных сигналов.....	348
10.2. Методы измерения коэффициента амплитудной модуляции .....	351
10.3. Методы измерения девиации частоты .....	357
Контрольные вопросы .....	360
<b>Глава 11. Измерительные генераторы .....</b>	<b>361</b>
11.1. Назначение, классификация, основные требования.....	361
11.2. Генераторы низких частот .....	363
11.2.1. Назначение генераторов низкочастотных .....	363
11.2.2. Метрологические параметры генераторов измерительных низкочастотных .....	363
11.2.3. Классы точности генераторов.....	364
11.2.4. Разновидности генераторов измерительных низкочастотных.....	365
11.2.4.1. RC-генераторы.....	365
11.2.4.2. Генераторы на биениях .....	371
11.2.4.3. Генераторы с диапазонно-кварцевой стабилизацией .....	372
11.3. Генераторы инфранизких частот.....	373
11.4. Генераторы высоких частот.....	375
11.4.1. Назначение генераторов высокочастотных.....	375
11.4.2. Группы генераторов высокочастотных .....	375
11.4.3. Параметры генераторов высокочастотных .....	376
11.4.4. Классы точности генераторов высокочастотных .....	376
11.4.5. Генераторы радиовещательного диапазона .....	377
11.4.6. Генераторы метрового и дециметрового диапазонов .....	383
11.4.7. Генераторы СВЧ-диапазона.....	385
11.4.8. Генераторы сигналов высокочастотные цифровые.....	390
11.5. Шумовые генераторы .....	401
11.5.1. Общие сведения о шумовых генераторах .....	401
11.5.2. Источники теплового шума .....	402
11.6. Синтезаторы частоты.....	406
11.6.1. Классификация синтезаторов частот сигналов.....	406
11.6.2. Способ синтеза частот .....	407
11.6.3. Структурное построение синтезаторов частоты.....	408
Контрольные вопросы .....	411

<b>Глава 12. Измерение нелинейных искажений .....</b>	<b>413</b>
12.1. Общие сведения о нелинейных искажениях сигналов.....	413
12.2. Структурная схема измерителя нелинейных искажений.....	414
12.3. Измерение коэффициента гармоник .....	418
12.3.1. Измерение коэффициента гармоник низкочастотных трактов.....	418
12.3.2. Измерение коэффициента гармоник модулированных колебаний .....	420
Контрольные вопросы .....	423
<b>Глава 13. Измерение параметров цепей .....</b>	<b>425</b>
13.1. Параметры цепей с сосредоточенными постоянными.....	425
13.2. Метод вольтметра и амперметра .....	428
13.2.1. Измерение активных сопротивлений методом вольтметра-амперметра .....	428
13.2.2. Измерение ёмкости методом вольтметра-амперметра.....	430
13.2.3. Измерение индуктивности методом вольтметра-амперметра .....	432
13.3. Резонансный метод измерения индуктивности, ёмкости .....	433
13.4. Резонансные схемы измерения параметров цепей .....	435
13.5. Измерители добротности .....	438
13.6. Мостовые методы измерения индуктивности, ёмкости, сопротивления резисторов.....	439
13.6.1. Измерение параметров цепей мостовым методом на постоянном токе .....	439
13.6.2. Измерение параметров цепей мостовым методом на переменном токе.....	444
Контрольные вопросы .....	449
<b>Глава 14. Измерение мощности.....</b>	<b>451</b>
14.1. Общие сведения об измерении мощности.....	451
14.2. Измерение мощности на звуковых и высоких частотах .....	452
14.3. Измерение мощности на промышленных частотах .....	454
14.4. Электродинамические ваттметры .....	455
14.5. Метод, основанный на эффекте Холла .....	456
14.6. Измерение мощности в диапазоне СВЧ .....	458
14.7. Калориметрический метод.....	461
14.8. Метод терморезистора, болометры, термисторы .....	463
14.9. Мостовые методы измерения мощности .....	465
14.10. Термоэлектрический метод измерения мощности СВЧ-сигналов.....	467
14.11. Измерение проходящей мощности.....	469

---

14.11.1. Метод поглощающей стенки .....	470
14.11.2. Зондовый метод.....	470
14.11.3. Пондеромоторный метод.....	471
14.11.4. Метод направленных ответвителей.....	472
14.12. Измерение весьма малой мощности. Радиометры.....	474
Контрольные вопросы .....	478
<b>Глава 15. Измерение характеристик случайных процессов .....</b>	<b>479</b>
15.1. Общие понятия .....	479
15.2. Выводы эргодической теоремы .....	483
15.3. Измерение среднего значения .....	485
15.4. Измерение дисперсии и мощности случайных процессов .....	488
15.5. Измерение авто- и взаимокорреляционных функций .....	489
15.6. Измерение энергетических спектров случайных процессов.....	490
15.7. Измерение законов распределения: плотности и функции распределения вероятностей .....	491
Контрольные вопросы .....	494
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....</b>	<b>495</b>
<b>БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....</b>	<b>498</b>

Учебное издание

Лютиков Игорь Витальевич  
Фомин Алексей Николаевич  
Леусенко Валерий Александрович  
Викторов Дмитрий Сергеевич

Филонов Андрей Александрович  
Лященко Людмила Ивановна  
Копылов Владимир Алексеевич

## **МЕТРОЛОГИЯ И РАДИОИЗМЕРЕНИЯ**

Учебник

Под общей редакцией доктора технических наук  
Д.С. Викторова

Редактор *Л.И. Вейсова*  
Компьютерная верстка *О.А. Кравченко*

Подписано в печать 24.11.2016. Печать плоская. Формат 60×84/16  
Бумага офсетная. Усл. печ. л. 31,75. Тираж 100 экз. Заказ № 1287

Библиотечно-издательский комплекс  
Сибирского федерального университета  
660041, Красноярск, пр. Свободный, 82а  
Тел. (391) 206-26-67; <http://bik.sfu-kras.ru>  
E-mail: [publishing\\_house@sfu-kras.ru](mailto:publishing_house@sfu-kras.ru)